



Quality is our message

富士 IGBT 模块
应用手册



富士电机电子设备技术株式会社

2004 年 5 月
RCH984

目　录

第 1 章
构造与特征

目　　录

前言

电动机可变速驱动装置和电子计算机的备用电源装置等电力变换器，随着双极型功率晶体管模块和功率 MOSFET 的出现，已经起了很大的变化。这些使用交换元件的各种电力变换器也随着近年来节能、设备小型化轻量化等要求的提高而急速地发展起来。但是，电力变换器方面的需求，并没有通过双极型功率晶体管模块和功率 MOSFET 得到完全的满足。双极型功率晶体管模块虽然可以得到高耐压、大容量的元件，但是却有交换速度不够快的缺陷。而功率 MOSFET 虽然交换速度足够快了，但是存在着不能得到高耐压、大容量元件等的缺陷。

IGBT（JEDEC 登录名称，绝缘栅双极晶体管）正是作为顺应这种要求而开发的，它作为一种既有功率 MOSFET 的高速交换功能又有双极型晶体管的高电压、大电流处理能力的新型元件，今后将有更大的发展潜力。

1　元件的构造与特征

IGBT 的构造和功率 MOSFET 的对比如图 1-1 所示。IGBT 是通过在功率 MOSFET 的漏极上追加 p⁺层而构成的，从而具有以下种种特征。

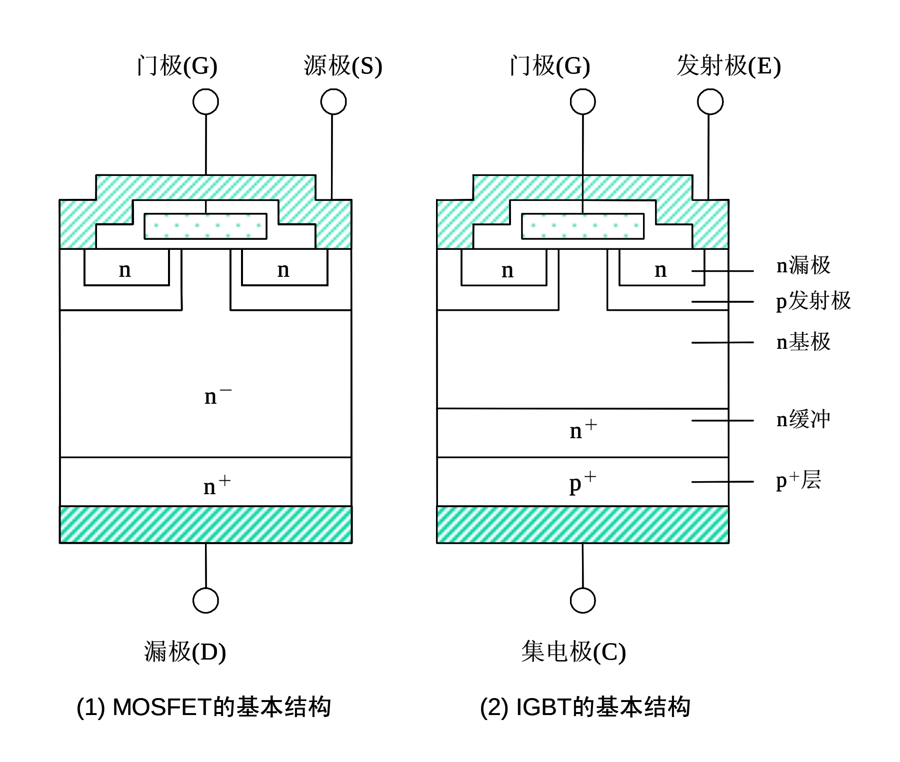


图 1-1　功率 MOSFET 与 IGBT 的构造比较

1.1　电压控制型元件

IGBT 的理想等效电路，正如图 1-2 所示，是对 pnp 双极型晶体管和功率 MOSFET 进行达林顿连接后形成的单片型 Bi-MOS 晶体管。

因此，在门极—发射极之间外加正电压使功率 MOSFET 导通时，pnp 晶体管的基极—集电极间就连接上了低电阻，从而使 pnp 晶体管处于导通状态。

此后，使门极—发射极之间的电压为 0V 时，首先功率 MOSFET 处于断路状态，pnp 晶体管的基极电流被切断，从而处于断路状态。

如上所述，IGBT 和功率 MOSFET 一样，通过电压信号可以控制开通和关断动作。

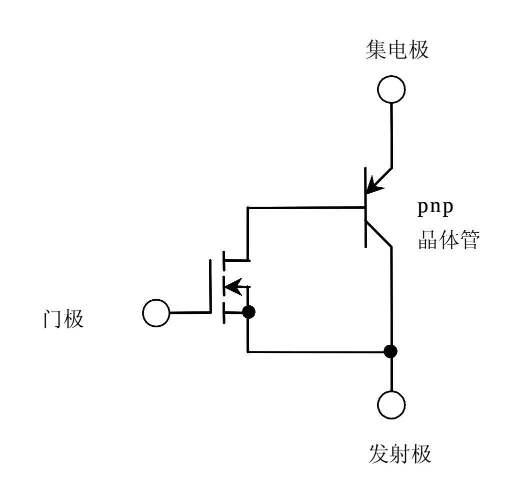


图 1-2　理想的等效电路

1.2　耐高压、大容量

IGBT 和功率 MOSFET 同样，虽然在门极上外加正电压即可导通，但是由于通过在漏极上追加 p^+层，在导通状态下从 p^+层向 n 基极注入空穴，从而引发传导性能的转变，因此它与功率 MOSFET 相比，可以得到极低的通态电阻。

解说（请参照图 1-1 阅读下面的解说）

下面对通过 IGBT 可以得到低通态电压的原理进行简单说明。

众所周知，功率 MOSFET 是通过在门极上外加正电压，使 p 基极层形成沟道，从而进入导通状态的。此时，由于 n 发射极（源极）层和 n 基极层以沟道为媒介而导通，MOSFET 的漏极—源极之间形成了单一的半导体（如图 1-1 中的 n 型）。它的电特性也就成了单纯的电阻。该电阻越低，通态电压也就变得越低。但是，在 MOSFET 进行耐高压化的同时，n 基极层需要加厚，（n 基极层的作用是在阻断状态下，维持漏极—源极之间所外加的电压。因此，需要维持的电压越高，该层就越厚。）元件的耐压性能越高，漏极—源极之间的电阻也就增加。正因为如此，高耐压的功率 MOSFET 的通态电阻变大，无法使大量的电流顺利通过，因此实现大容量化非常困难。

针对这一点，IGBT 中由于追加了 p^+层，所以从漏极方面来看，它与 n 基极层之间构成了 pn 二极管。因为这个二极管的作用，n 基极得到电导率调制，从而使通态电阻减小到几乎可以忽略的值。因此，IGBT 与 MOSFET 相比，能更容易地实现大容量化。

正如图 1−2 所表示的理想的等效电路那样，IGBT 是 pnp 双极型晶体管和功率 MOSFET 进行达林顿连接后形成的单片级联型 Bi-MOS 晶体管。此外，IGBT 与双极型晶体管的芯片和功率 MOSFET 的芯片共同组合成的混合级联型 Bi-MOS 晶体管的区别就在于功率 MOSFET 部的通态电阻。在 IGBT 中功率 MOSFET 部的通态电阻变得其微小，再考虑到芯片间需要布线这一点，IGBT 比混合级联型 Bi-MOS 晶体管优越。

2　富士电机电子设备技术的 IGBT

富士电机电子设备技术的 IGBT 技术从 1988 年开始产品化，至今一直在市场上供应。图 1-3 中表现了从第一代到第五代 IGBT 产品的开发过程以及运用技术。第一代至第三代的 IGBT 中运用了外延片，通过优化生命期控制和 IGBT 的细微化技术，进行了特性的改善。然后，第四代和第五代产品通过从外延片过渡为 FZ（Floating Zone）晶片，实现了大幅度的特性改善。就此，IGBT 的设计方针与从前相比，发生了很大的转变。

首先，运用外延片的 IGBT（第三～第四代的 600V 型为止的系列产品，被称为“击穿型”）的基本设计思想如下所述。IGBT 在导通时为了实现低通态电压化，从集电极侧注入大量的载流子，使 IGBT 内部充满高浓度的载流子，再加上为维持高电压而专门设置的 n 缓冲层，形成很薄的 n^-层，从而实现低通态电压。为了实现快速交换，也同时采用以 IGBT 内充满的载流子快速消失为目的的生命期控制技术（通过这些也能实现低交换损耗（Eoff））。但是，一旦运用了生命期控制技术，即使处于通常的导通状态，由于该技术所产生的效果（载流子的输送效率下降），出现了通态电压增加的问题，而通过载流子的更进一步高注入化可以解决这个问题。总之，使用外延片技术的 IGBT 的基本设计理念可以用“高注入、低输送效率”简单扼要地概括出来。相对而言，使用 FZ 晶片的 IGBT（第四代 1200V 以后的系列）采用了抑制来自集电极侧载流子的注入，并通过降低注入效率来提高输送效率的逆向基本设计。在前面所述的使用外延片的 IGBT 的设计理

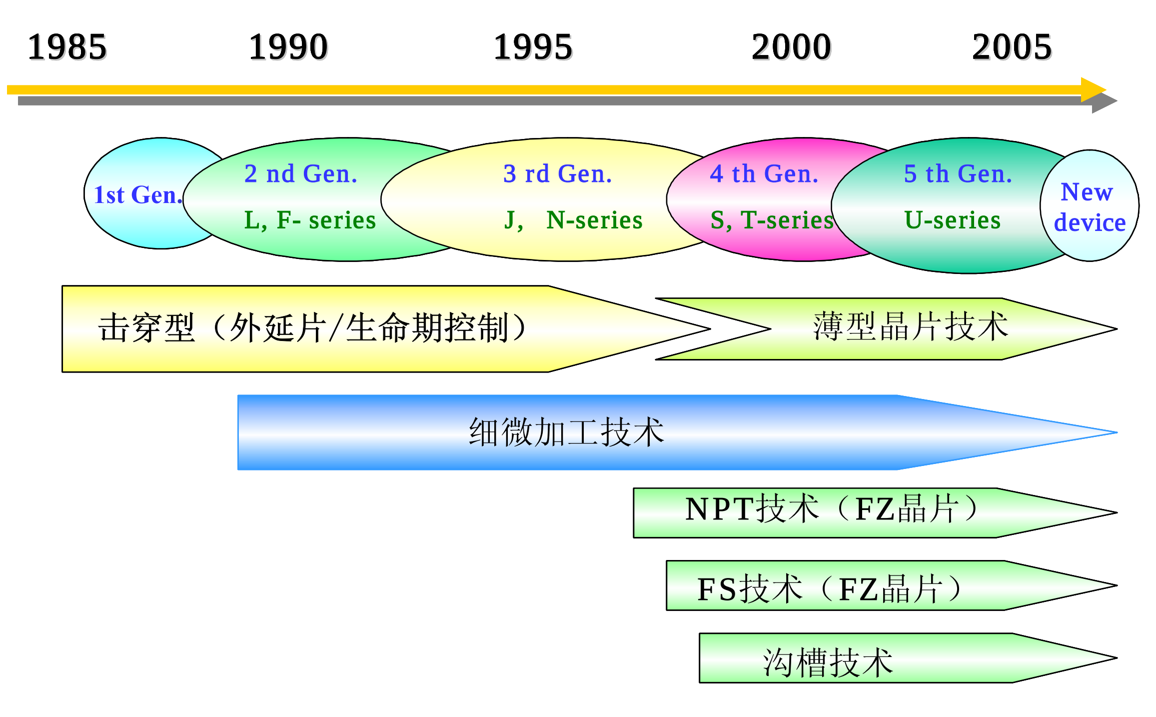


图 1-3　富士电机电子设备技术制 IGBT 应用技术的变迁

念“高注入、低输送效率”中，通过对生命期的控制，强制性地对好不容易注入的载流子进行抑制，这不仅使特性的改善受到了限制，而且通过对生命期的控制使通态电压特性的标准离差增大等问题，对于近年来要求日益提高的并列使用所需的大容量化等方面非常不利。为了攻破此难题而开发的技术就是运用 FZ 晶片的新 IGBT（NPT：Non Punch Through（从第四代 IGBT 使用）/FS：Field Stop（从第五代 IGBT 使用）—IGBT）。该 IGBT 不采用生命期控制，其基本的设计思想是通过对集电极（p^+层）的不纯物质浓度进行控制，从而抑制载流子的注入效率。然而，要实现优于采用外延片的 IGBT 的特性，对于 1200V 的耐高压系列 IGBT 也要求能够实现一百数十 μm 的超薄型产品（使用了 FZ 晶片的 NPT 和 FS-IGBT 中 n-层的厚度≒芯片（晶片）的厚度，该厚度越薄越能产生低通态电压）。总之，将运用 FZ 晶片 IGBT 的开发称为对芯片厚度的挑战一点也不过分。

富士电机电子设备技术解决了这些课题，从第四代的 1200V 系—IGBT 开始，实现了运用 FZ 晶片 NPT 构造的“S 系列”的产品化。并且，进一步开发对厚薄度要求更高的 600V 系列技术，目前正在进行 600V-U2 系列（第五代）的产品化。此外，在 1200V 系—第五代“U 系列”中，为了进行更优于 S 系列的性能改善，已经在将 NPT 构造改为 FS 构造。

所谓 FS 构造，即不运用生命期控制技术，在遵循载流子的“低注入、高输送效率”的基本设计理念的同时，在 FZ 晶片上设置用以维持电压的 n 缓冲层，从而实现比 NPT 构造更薄的 IGBT 构造。通过这种改变，1200V 系—U 系列实现了优于 S 系列的低通态电压特性，并且完成了它的产品化。另外，此项技术还运用在 1700V 系的高耐压系列中，目前也正在着手产品化。

另外，富士电机电子设备技术也同时在进行着 IGBT 的特性改善所不可缺的表面构造的细微化（IGBT 是由多个 IGBT 板块形成的，通过细微化处理，板块数量越多越能实现低通态电压）。到第四代产品为止一直是运用平面型构造（平面型制作 IGBT 的构造）来推进细微化，从而进行特性改善的。但是，从第五代产品-1200、1700V 系列开始，通过开发和运用在 Si 表面开槽并构成 IGBT 的沟槽 IGBT 技术，打破了细微化的技术屏障，实现了前所未有的特性改善。图 1-4 为 1200V 系列的特性改善的变迁情况。

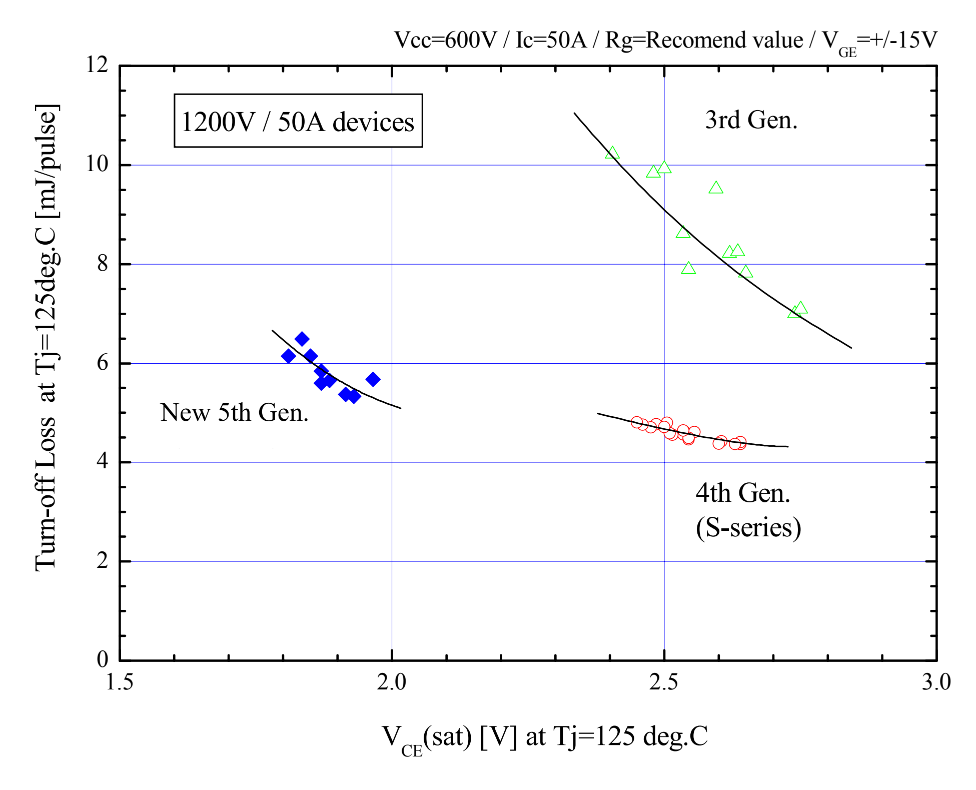


图 1-4　平衡特性的改善

3　通过控制门极阻断过电流

在 IGBT 的产品化中最大的课题是，在有过电流流过时，通过控制门极来阻断过电流（进行保护），从而使“在不破坏元件的情况下安全地实施”变得可能。

IGBT 的实际等效电路图如图 1-5 所示。这与图 1-2 的理想等效电路图不同，是由可控硅和功率 MOSFET 构成的。

图 1-5 中，一旦可控硅触发，由于可控硅不会由于门极的阻断信号等而进行自动消弧，因此 IGBT 不可能关断，导致因过电流而破坏元件（这被称为“电性栓锁现象”）。

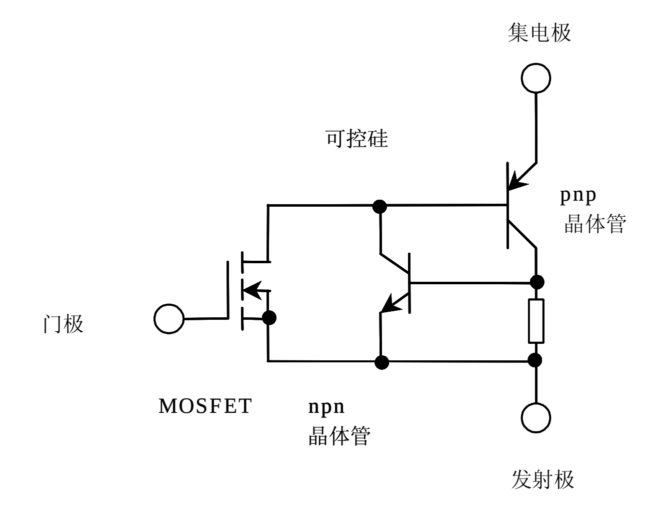


图 1-5　等效电路

IGBT 中，为了防止这种“电性栓锁现象”，充分运用了以下的技术。

1）采用难以产生“电性栓锁现象”的构造（降低图 1-5 中基极—发射极间的电阻）。

2）通过优化 n 缓冲层的厚度和不纯物浓度来控制 pnp 晶体管的 hFE。

3）通过导入降低寿命的因素来控制 pnp 晶体管的 hFE。

通过以上的技术，IGBT 在能够维持充分保护过电流（短路）的最大耐受量的基础上，实现了高速交换、高耐压、大容量化，同时得到了产品化。

4 限制过电流功能

在 IGBT 的实际使用上，由于装置的短路事故等原因，会出现 IGBT 上有过电流流过的情况。一旦这种过电流持续流过，元件自身的温度急剧上升，从而形成永久性的破坏。通常情况，从这种过电流开始流过到造成破坏的时间用“短路最大耐受量”来表示。另外，过电流越小，相对应的短路最大耐受量就变得越高（长）。IGBT 方面的设计，已经设定成 IGBT 自身能限制几倍于额定电流的短路事故时等的过电流，从而实现了在检测出过电流后能够加以充分保护的高短路最大耐受量。

5 模块的构造

图 1-6、图 1-7 中显示了具有代表性的 IGBT 模块构造。

图 1-6 中表示的端子台一体构造模块，是通过采用外壳与外部电极端子的一体成型构造，达到减少部件数量和减低内部配线电感的目的。

另外，通过采用DCB（Direct Copper Bonding）基板，得到低热阻和高抗折强度的高可靠性产品。

图 1-7 表示的引线端子连接构造模块，并不是通过锡焊使主端子与 DCB 基板相连的，而是采用引线连接的构造。由此达到封装构造的简易化、小型化、超薄化、轻量化和削减组装工数的目的。

此外，关于通过 IGBT 和 FWD 芯片的最合理化配置有效地实现热分散，以及通过均等配置上下支路的 IGBT 元件使开通时的过渡电流平衡均等，从而不增加开通时的损耗等，已经在产品中得以实现。

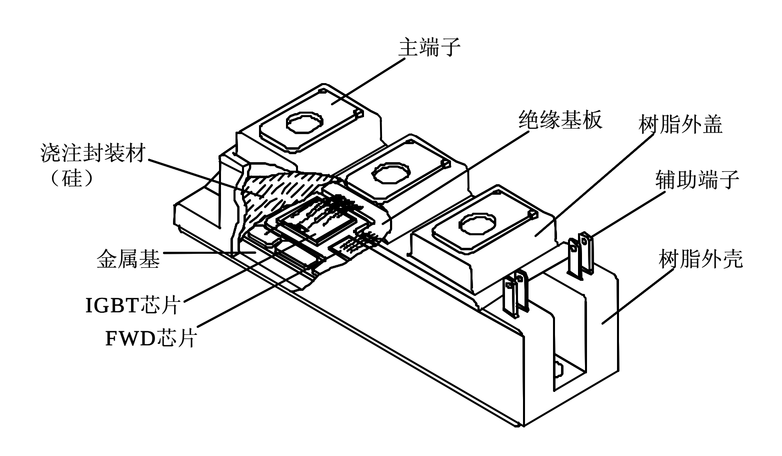


图 1-6　端子台一体构造 IGBT 模块

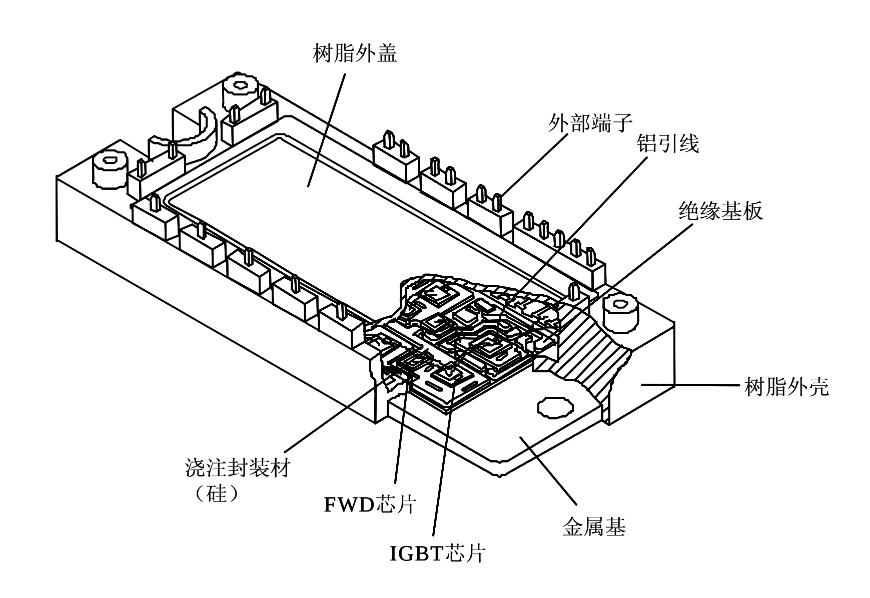


图 1-7　引线端子连接构造 IGBT 模块

6　IGBT 模块的电路构造

表 1-1 中列出了 IGBT 模块的电路构造实例。

表 1-1　IGBT 模块的电路构造实例

名称	IGBT 模块示例		特征
	外观	等效电路	
1 in 1	例: 1MBI600S-120		产品中分别内置有 1 个 IGBT 和 1 个 FWD。作为具有电流额定量大的产品，经常通过并列连接后用于更大容量的区域。
2 in 1	例: 2MBI450UE-120		产品中分别内置有 2 个 IGBT 和 2 个 FWD。一般以 3 台为一组使用，构成 PWM 变频器。另外，也经常并列使用电流额定量大的产品。
6 in 1	例: 6MBI450U-120		产品中分别内置有 5 个 IGBT 和 5 个 FWD。还有内置检测温度用热敏电阻的类型。一般以一台为一组构成 PWM 变频器。 另外，适于并列使用的 EconoPACK+TM 也有很大的产品阵容。
PIM	例: 7MBR75UB120		所谓的 7 in 1，就是产品中分别有 7 个 IGBT 和 7 个 FWD 内置于变频部和制动部。PIM 是在上述 7 in 1 的基础上，再内置转换器的产品。根据产品的不同，还有内置检测温度用热敏电阻的类型和内置电解电容器充电电路中使用的可控硅的类型。

IGBT 模块基本上以 1 in 1、2 in 1、6 in 1、(7 in 1)、PIM 这 4 种形式存在的，分别构成表中所述的电路。同时，各类型的特征也已在表内记述，供选择元件时参考。

第 2 章
术语与特性

目　　录

本章中对有关 IGBT 模块的术语与特性进行说明。





1　术语说明

下面对说明书等中使用的各种术语进行说明。

表 2-1　绝对最大额定值（Absolute Maximum Ratings）

术语		符号	定义与说明 （条件请参照各种产品的说明书。）
集电极－发射极间的电压 (Collector-Emitter voltage)		V_{CES}	在门极－发射极之间处于短路状态时，集电极－发射极间能够外加的最大电压
门极－发射极间的电压 (Gate-Emitter voltage)		V_{GES}	在集电极－发射极间处于短路状态时，门极－发射极间能够外加的最大电压（通常±20V max.）
集电极电流 (Collector current)		Ic	集电极的电极上容许的最大直流电流
		Ic pulse	集电极的电极上容许的最大脉冲电流
		-Ic	内置二极管上容许的最大直流正向电流
		-Ic pulse	内置二极管上容许的最大脉冲正向电流
最大损耗 (Collector power dissipation)		Pc	每个元件上的 IGBT 所容许的最大功率损耗
结温 (Junction temperature)		Tj	使元件能够连续性工作的最大芯片温度（需要设计成即使在装置中最坏的状态下，也不超出这个值）
保存温度 (Storage temperature)		T_{stg}	在电极上不附加电负荷的状态下可以保存或输运的温度范围
FWD－电流二次方时间积 (FWD－I^2t)		I^2t	在不破坏元件的范围内所允许的过电流焦耳积分值。过电流用商用正弦半波（50、60Hz）一周期来规定。
FWD－正向峰值浪涌电流 (FWD－IFSM)		I_{FSM}	在不破坏元件的范围内所允许的一周期以上商用正弦半波（50、60Hz）的电流最大值
绝缘强度 (Isolation voltage)		V_{iso}	在电极全部处于短路状态时，电极与冷却体的安装面间所容许的正弦波电压的最大有效值
安装力矩 (Screw torque)	Mounting		用特定的螺钉将元件和冷却体（散热器）间夹紧时所用的最大力矩值
	Terminal		用特定的螺钉将端子和外部配线夹紧时所用的最大力矩值

注：在任何情况下都不能超过所记载的绝对最大额定值。

表 2-2　电特性（Electrical characteristics）

	术语	符号	定义及说明 （条件请参照各种产品的说明书。）
静态特性	集电极－发射机间断路电流 (Zero gate voltae collector current)	I_{CES}	门极（下称 G）－发射极（下称 E）间处于短路的状态时，在集电极（下称 C）－E 间外加指定的电压时 C-E 间的漏电流
	门极－发射极间的漏电流 (Gate-emitter leakage current)	I_{GES}	C－E 间处于短路状态时，在 G－E 间外加指定的电压时 G－E 间的漏电流
	门极－发射极间的阈值电压 (Gate-emitter threshold voltage)	$V_{GE(th)}$	处于指定的 C－E 间的电流（下称集电极电流）和 C－E 间的电压（下称 V_{CE}）之间的 G－E 间的电压（下称 V_{GE}）（C－E 间有微小电流开始流过时的 V_{GE} 值用于作为衡量 IGBT 开始导通时的 V_{GE} 值的尺度）
	集电极－发射极间的饱和电压 (Collector-emitter saturation voltage)	$V_{CE(sat)}$	在指定的 V_{GE} 下，额定集电极电流流过时的 V_{CE} 值（通常，V_{GE}=15V，计算损耗时重要值）
	输入电容 (Input capacitance)	Cies	C－E 间交流性短路状态下，G－E 间和 C－E 间外加指定电压时 G-E 间的电容
	输出电容 (Output capacitance)	Coes	G－E 间交流性短路状态下，G－E 间和 C－E 间外加指定电压时 C－E 间的电容
	反向传输电容 (Reverse transfer capacitance)	Cres	在 E 接地的情况下，G－E 间外加指定电压时 C－G 间的电容
	二极管正向电压 (Forward on voltage)	V_F	在内置二极管中流过指定的正方向电流（通常为额定电流）时的正方向电压（与 V_{CE}（sat）相同，也是计算损耗时的重要值）
动态特性（详细内容请参照图 2－5）	开通时间 (Turn-on time)	ton	IGBT 开通时，V_{GE} 上升到 0V 后，V_{CE} 下降到最大值的 10%时为止的时间
	上升时间 (Raise time)	tr	IGBT 开通时，从集电极电流上升到最大值的 10%时开始，到 V_{CE} 下降到最大值的 10%为止的时间
		tr(i)	IGBT 开通时，从集电极电流上升到最大值的 10%时开始，到达到 90%为止的时间
	关断时间 (Turn-off time)	toff	IGBT 关断时，从 V_{GE} 下降到最大值的 90%时开始，到集电极电流在下降电流的切线上下降到 10%为止的时间
	下降时间 (Fall time)	tf	IGBT 关断时，集电极电流从最大值的 90%开始，在下降电流的切线上下降到 10%为止的时间
	反向恢复时间 (Reverse recovery time)	trr	到内置二极管中的反向恢复电流消失为止所需要的时间
	反向恢复电流 (Reverse recovery current)	Irr (Irp)	到内置二极管中正方向电流断路时反方向流动的电流的峰值
逆向偏压安全操作区 (Reverse bias safe operation area)		RBSOA	关断时在指定的条件下，能够使 IGBT 断路的电流与电压的区域（一旦超出该区域，元件可能遭到破坏）
门极电阻 (Gate-resistance)		R_G	门极串联电阻值（标准值记载在交换时间测定条件中）
门极充电电量 (Gate charge capacity)		Q_g	为了使 IGBT 开通，G－E 间充电的电荷量

表 2-3　热特性（Thermal resistance characteristics）

术语	符号	定义与说明 （条件请参照各产品的说明书。）
热阻 （Thermal resistance）	$R_{th\ (j\text{-}c)}$	IGBT 或内置二极管的芯片与外壳间的热阻
	$R_{th\ (c\text{-}f)}$	运用散热绝缘混合剂，在推荐的力距值的条件下，将元件安装到冷却体上时，外壳与冷却体间的热阻
外壳温度 （Case temperature）	T_c	IGBT 的外壳温度（通常情况指 IGBT 或内置二极管正下方的铜基下的温度，具体说明请参照第 6 章。）

表 2-4　热敏电阻的特性（Thermistor characteristics）

术语	符号	定义与说明 （条件请参照各产品的说明书。）
热敏电阻 （Resistance）	Resistance	指定温度下热敏电阻端子之间的电阻值
B 値 （B value）	B	表示在电阻-温度特性上任意 2 个温度间的电阻变化大小的常数

2　IGBT 模块的特性

下面以 6MBI100UB-120（1200V/100A 元件、第五代 IGBT 模块）为例，对说明书等记载的关于 IGBT 的种种特性进行说明。

2.1　静态特性

以 U 系列的 IGBT：6MBI100UB-120 为例，用图 2-1、图 2-2 表示 V_{CE}-I_C(一般称为输出特性)的 V_{GE} 依存性。因为该特性表示 IGBT 在导通状态下下降电压（V_{CE}）和电流（I_C）间的关系，所以形成了在导通状态下 IGBT 中发生的损耗。然而，虽然 V_{CE} 越低，发生的损耗越小，但是由于该特性是根据温度（Tj）和 V_{GE} 的变化而随之变化的，因此，请在充分考虑该特性的前提下进行装置的设计。

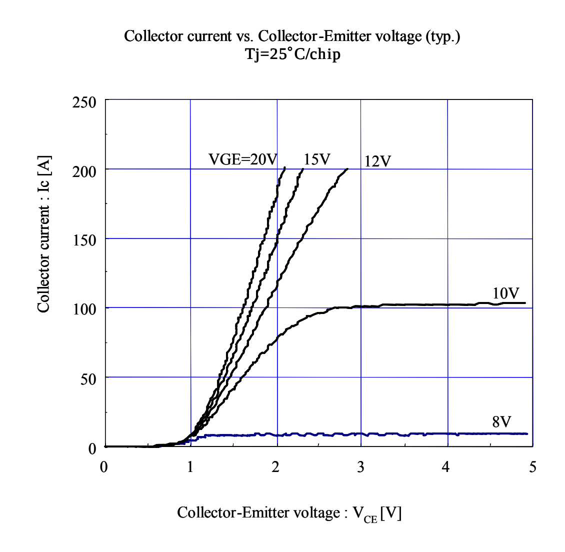


图 2-1　V_{CE}（sat）-I_C 特性（Tj=25℃）

一般情况，推荐在 V_{GE}=15V、装置中发生的最大输出电流≦元件的 I_C 额定电流值的情况下使用。

再者，图 2-3 是将图 2-1 中的数据转化成 V_{CE}-V_{GE} 特性的 I_C 依存性的曲线图。可以从中看出 V_{CE}（损耗）急剧增加到极限时 V_{GE} 的大体标准值。

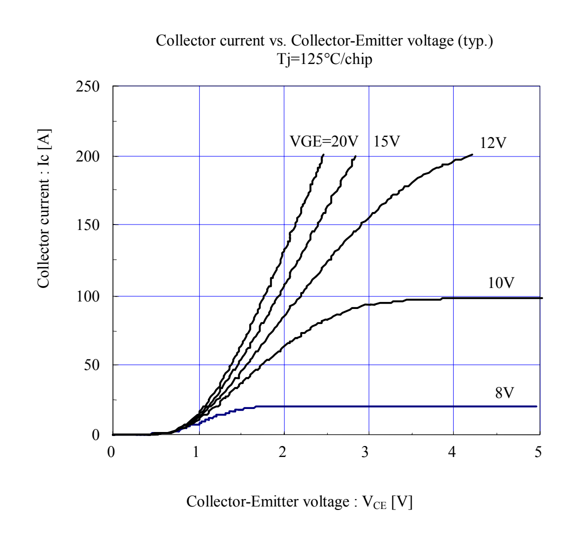


图 2-2　$V_{CE\ (sat)}$ - I_C 特性　（Tj=125°C）

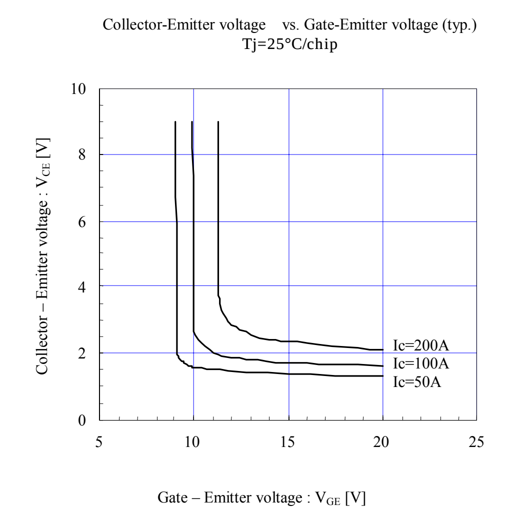


图 2-3　V_{CE} – V_{GE} 特性　（Tj=25°C）

2.2　交换特性

由于 IGBT 一般用于起交换作用的用途，因此充分理解开通和关断时的交换特性非常重要。另外，由于该特性随各种参数而变化，因此也有必要在考虑该特性的前提下进行装置的设计。

该交换特性可以大致分为交换时间和交换损耗两方面。

首先，图 2-5、表 2-2（动态特性项目）对交换时间进行了定义。有 ton、tr、tr（i）、toff、tf、trr、Irr 七个项目。该特性可以通过图 2-4 所示的斩波电路测定。

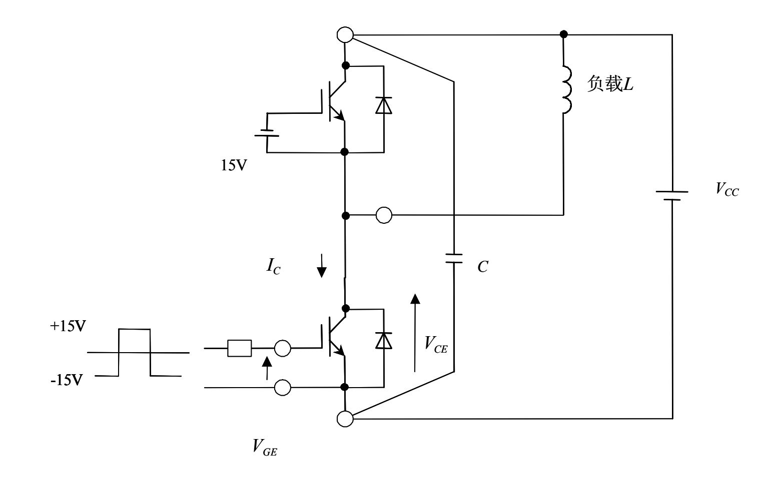


图 2-4　交换特性测试电路

图 2-6、图 2-7、图 2-16 表示了交换时间和集电极电流的关系，图 2-8 表示了交换时间和门极电阻的关系。由于这样的交换时间随集电极电流、温度（Tj）、门极电阻 R_G 的变化而变化，设计装置的时候希望作充分考虑。比如说，在交换时间（特别是 toff）变长的条件（R_G 较大等）下使用，可能出现由于空载时间不足而引发串联支路短路（即：在一头的 IGBT 关断前，另一头的 IGBT 已经导通，从而流过过大的电流的不良情况。详细说明请参考第 4 章。）等不良情况，从而导致元件遭到破坏。另外，也可能在 tr 过短的条件下（由于 R_G 过小等原因）使用的话，相反，瞬态的电流变化（dIc/dt）变大，由于电路中的电感（Ls）而产生的尖峰电压（=Ls×dIc/dt）超出了 RBSOA（请参考本章 2.4）范围而导致元件遭到破坏，需要充分注意。

另一方面，交换损耗（Eon、Eoff、Err）是在 IGBT 交换时（开通、关断时）发生的。该特性正如图 2-9、图 2-10 所示靠温度（Tj）、I_C、R_G 而变化。其中特别是对 R_G 的选定非常重要，如果过大，不但交换损耗变大，而且容易引起前面所述的由于空载时间不足而产生的串联支路短路。

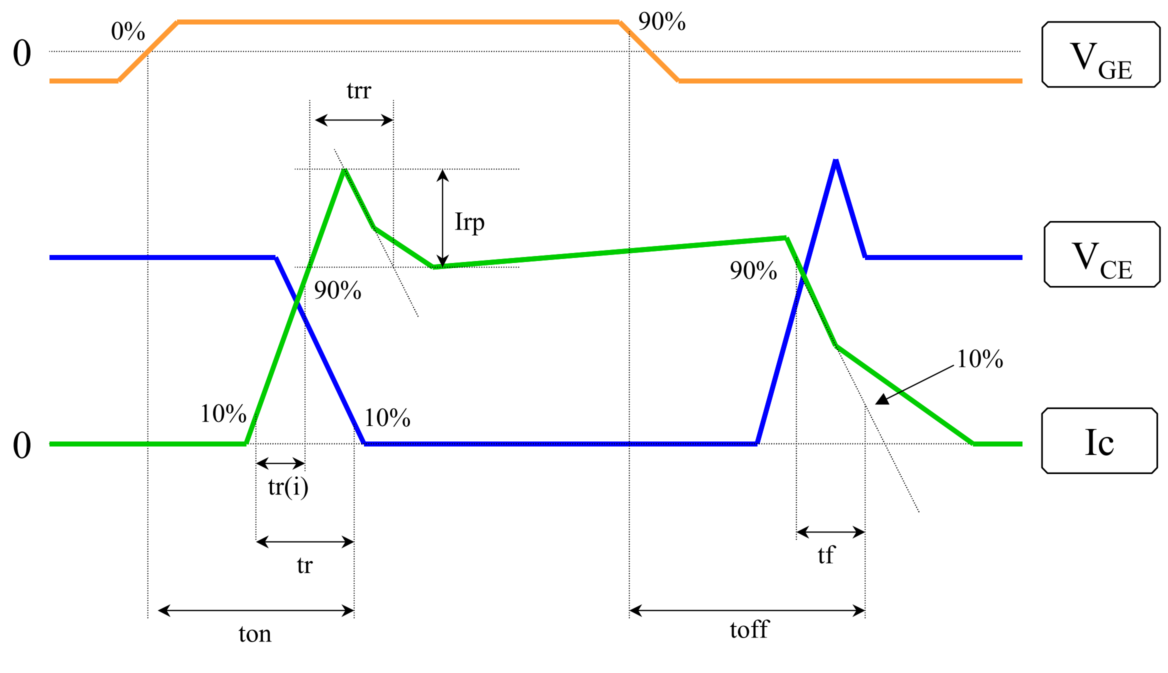


图 2-5　交换时间

反之，在为了使交换损耗降到最低而将 R_G 变小时，有可能出现前面所述的激烈的尖峰电压（=Ls×dIc/dt）的问题。从这里看出，对于选定 R_G，主电路的电感（Ls）非常重要。由于该数值越低，关于选定 R_G 的探讨就变得越容易（即使 R_G 小，尖峰电压也不容易出现），因此推荐大家尽量将 Ls 的值设计得小一些。

另外，由于决定 R_G 时必须考虑与 IGBT 的驱动电路中电容的协调性，因此，请在应用本章 2.3 的电容特性并进行充分探讨的基础上对 R_G 进行选定。

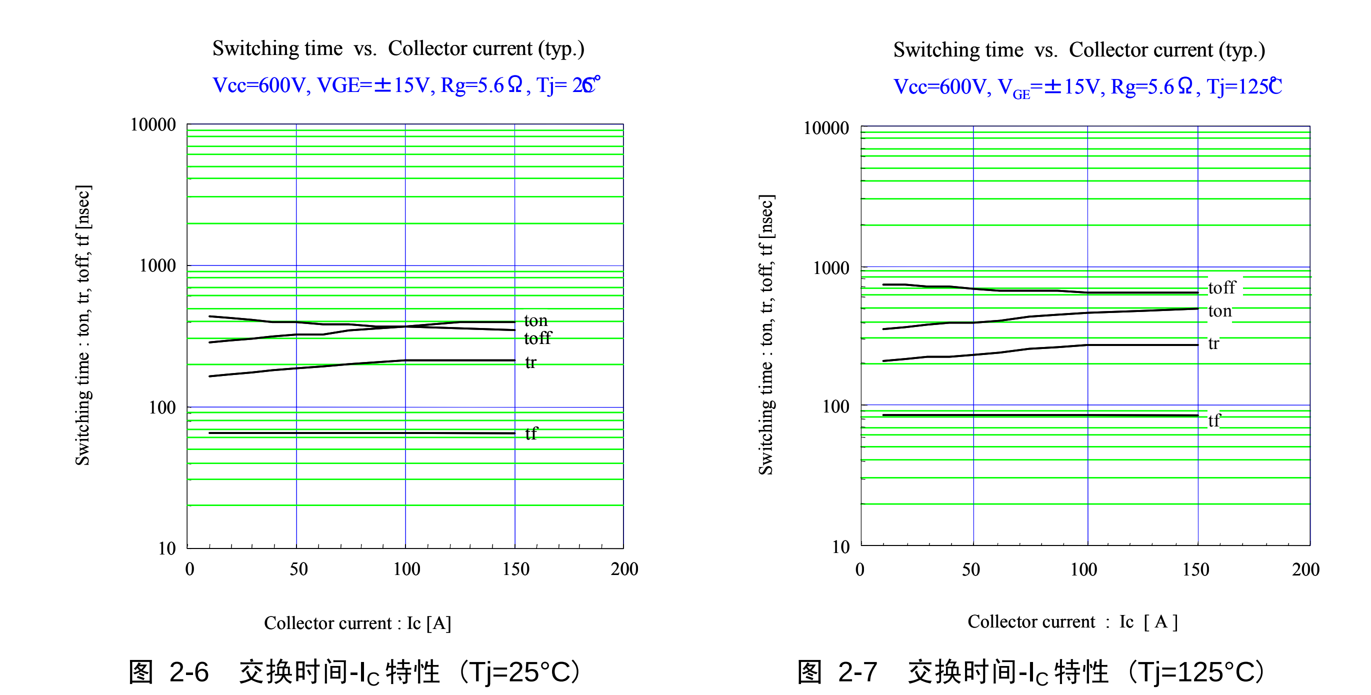


图 2-6　交换时间-I_C 特性（Tj=25°C）　　图 2-7　交换时间-I_C 特性（Tj=125°C）

Switching time vs. Gate resistance (typ.)

Vcc=600V, Ic=100A, V_{GE}=±15V, Tj= 25℃

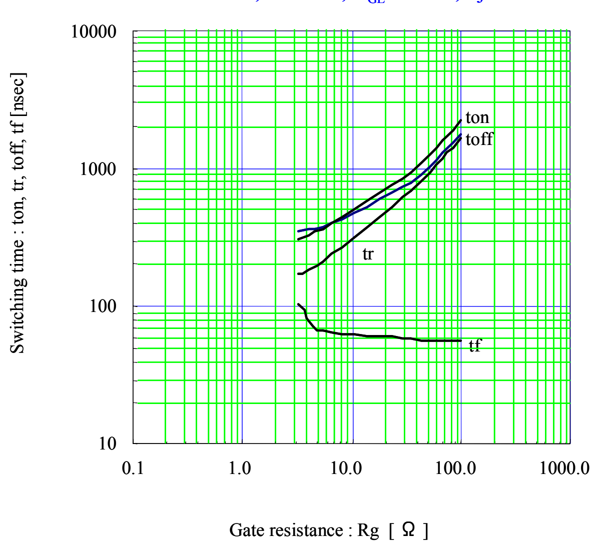


图 2-8　交换时间-R_G 特性

Switching loss vs. Collector current (typ.)

Vcc=600V, V_{GE}=±15V, Rg=5.6Ω

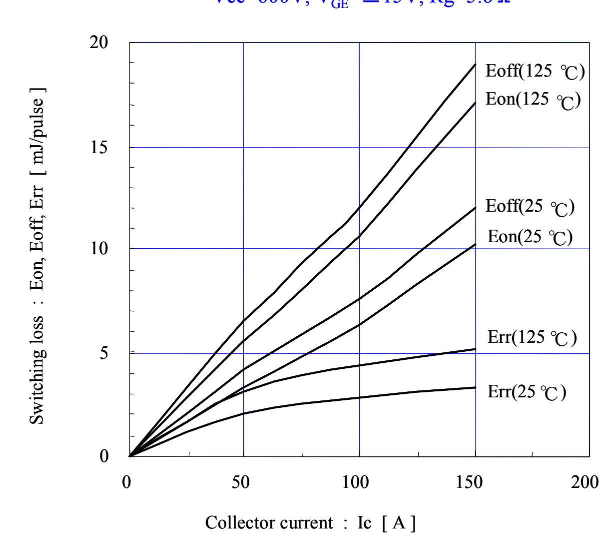


图 2-9　交换损耗-I_C 特性

Switching loss vs. Gate resistance (typ.)

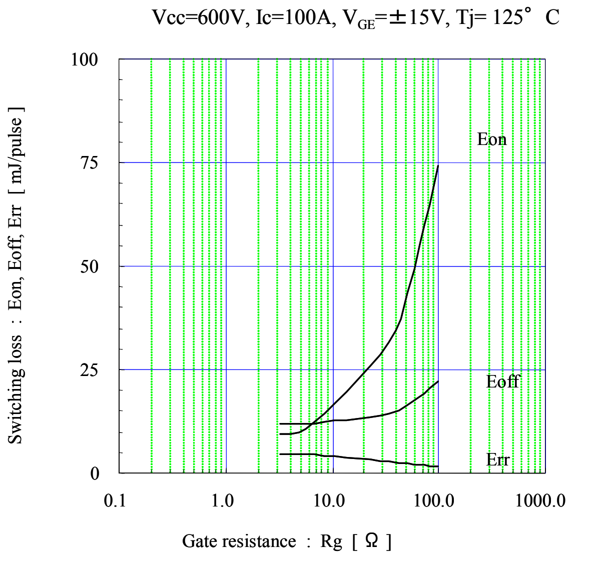
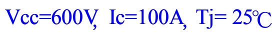


图 2-10　交换损耗-R_G 特性

Dynamic gate charge (typ.)



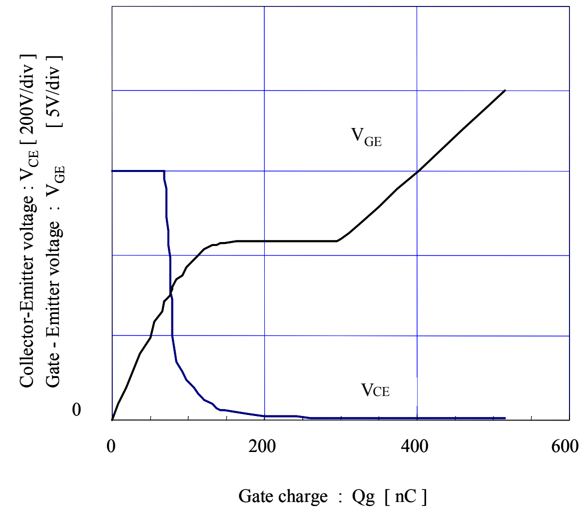


图 2-11　V_{CE}、V_{GE}-Qg 特性

2.3 电容特性

图 2-11 表示门极充电电量（Q_g）的特性。该特性表示了相对于门极充电电量（Q_g），集电极-发射极间的电压（V_{CE}）和门极-发射极间的电压（V_{GE}）变化。由于“Q_g增加”表示“IGBT 的 G-E 间的电容中有电荷被充入”，一旦 Q_g充电，V_{GE}（$=Q_g/C$-E 间电容）上升，IGBT 即开通。当 IGBT 开通时，V_{CE}也随之下降到通态电压。如上所述的门极充电电量 Q_g 表示了驱动 IGBT 所需的电荷量。请在决定驱动电路电源电容时充分利用该特性。

图 2-12 表示 IGBT 的各结电容的特性。如图 2-13 所表示，C_{ies} 是指门极-发射极间的输入电容，Coes 是指集电极-发射极间的输出电容，C_{res} 是指集电极-门极间的反向传输电容。在设计驱动电路时，请使用上述特性和 Q_g特性。

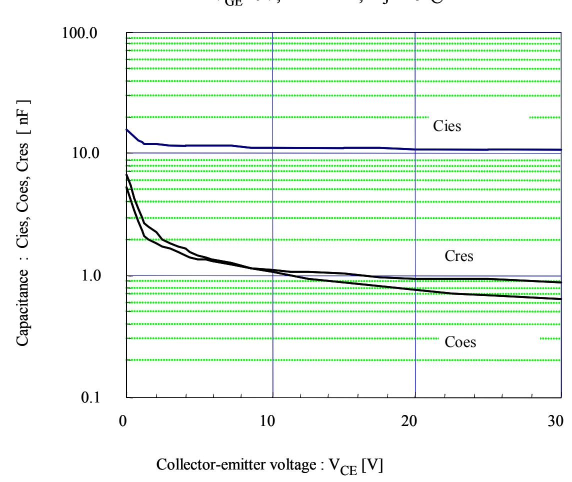


图 2-12 结电容-V_{CE}特性

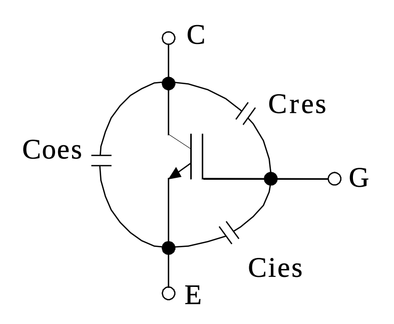


图 2-13 结电容

2.4 安全操作区（RBSOA、SCSOA）

IGBT 关断时，安全工作的 V_{CE}-I_C 的工作范围称为反向偏压安全操作区（RBSOA：Reverse Bias Safe Operation Area），即图 2-14 中所表示的范围。在设计缓冲电路时要保证使关断时 V_{CE}-I_C 的工作轨迹全部容纳在该 RBSOA 区域内。

该 RBSOA 分为通常交换工作时（实线、往返）和大电流（短路）时（虚线、非往返）的两种区域。为方便起见，将实线中的区域称为 RBSOA，虚线中的区域称为 SCSOA（Short Circuit Safe Operation Area）。由于 SCSOA 区域在集电极电流变大时有变窄的倾向，需要加以注意。

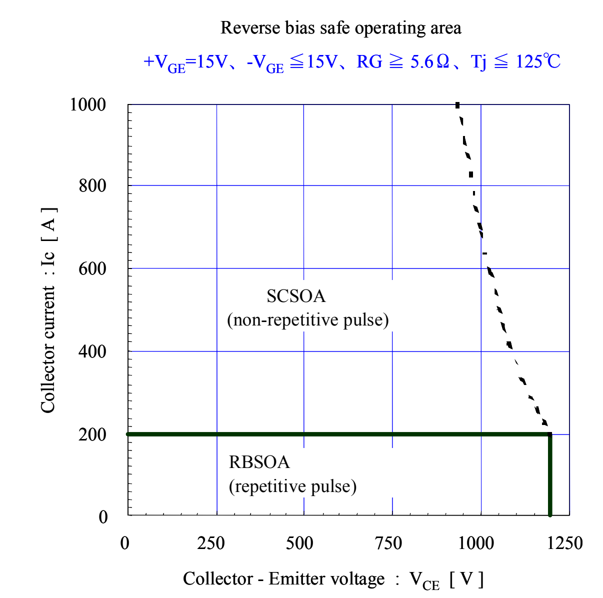


图 2-14 反向偏压安全操作区（RBSOA）

2.5　内置二极管（FWD）特性

在 IGBT 模块中，高速二极管（下称：FWD：Free Wheeling Diode）与 IGBT 反并列连接，内置于模块中。该 FWD 具有图 2-15 所示的 V_F-I_F 特性和图 2-16 所示的反向恢复特性（trr、Irr）、以及图 2-9、图 2-10 所示的反向恢复工作时交换损耗（Err）特性。这些特性和 IGBT 同样，用于计算 FWD 间发生的损耗。另外，由于 FWD 的特性随集电极电流、温度、R_G 等因素变化，需要加以注意。

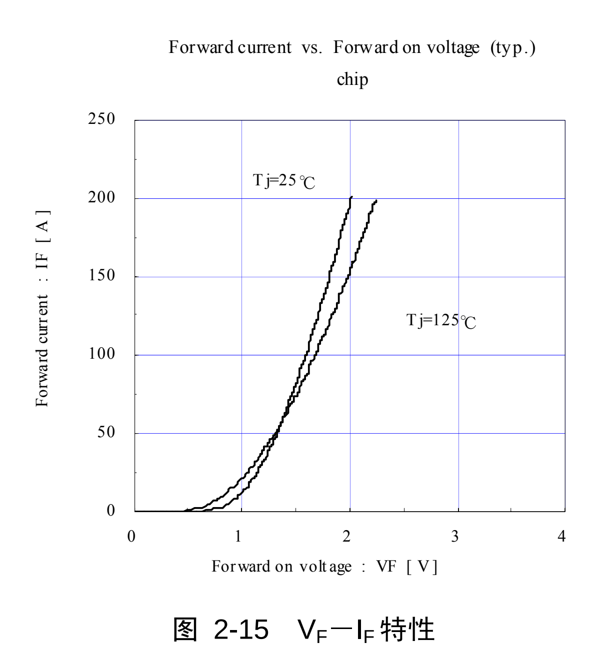


图 2-15　V_F—I_F 特性

Reverse recovery characteristics (typ.)
Vcc=600V, V_{GE}=±15V, Rg=5.6Ω
trr (125℃)
trr (25℃)
Irr (125℃)
Irr (25℃)
Reverse recovery current : Irr [A]
Reverse recovery time : trr [nsec]
Forward current : IF [A]
10
100
1000
0
50
100
150
200

图 2-16　t_{rr}、I_{rr}—I_F 特性

2.6　瞬态热阻特性

图 2-17 表示用于温度上升的计算和散热片设计的瞬态热阻特性（该特性为 IGBT、FWD 每一个元件的特性）。

该热阻是在进行热分析等时经常使用的特性，被定义为类似于电阻的欧姆定律的公式："温度差 ΔT[℃] =热阻 Rth[℃/W]×能量（损耗）[W]"。

IGBT 模块中热阻在计算 IGBT、FWD 的 Tj 时使用。详细请参照第 6 章《散热设计方法》。

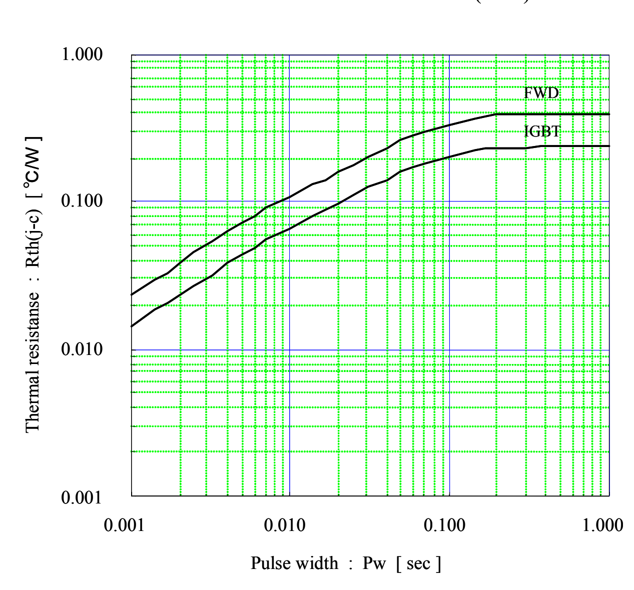


图 2-17　瞬态热阻特性

第 3 章
应用中的注意事项

目　　录

本章中将对 IGBT 模块使用时以及应用到装置时的注意点进行说明。

1　IGBT 模块的选定

使用 IGBT 模块时，需要考虑适宜选择何种额定电压、额定电流的 IGBT 模块。本节对各种注意点分项目进行说明。

1.1　额定电压

IGBT 模块的额定电压与适用装置的输入电源即商用电源电压有密切的关系。这种关系用表 3-1 表示，请参考此表，来选择相应的元件。

表 3-1　商用电源电压与 IGBT 模块的额定电压

	地区	元件的额定电压（V_{CES}）			
		600V	1200V	1400V	1700V
商用电源电压（输入电压AC）	日本	200V 220V	400V 440V		
	美国	208V 230V 240V 246V	460V 480V	575V	575V
	欧洲	200V 220V 230V 240V	346V 350V 380V 400V 415V 440V		690V

1.2　额定电流

IGBT 模块的集电极电流变大时，V_{CE}（sat）上升，发生的稳态损耗就变大。另外，交换损耗也同时增大从而使元件的发热增加。由于需要将使 IGBT、FWD 的结温控制在（Tj）≦150℃（从安全角度而言通常控制在 125℃以下）使用，因此选定 IGBT 模块的额定电流非常重要。一旦选错，将导致元件破坏或招致长期性的可靠性降低，这点请充分注意。另外还需要注意的是，在高频交换用途中，随着交换损耗的增大（交换的次数越多，综合的交换损耗也越大），发热也会增大。

作为大体标准，一般在装置的最大电流值≦元件的额定电流的情况下使用。另外，表 3-2 中也列举了 IGBT 模块的应用实例，请参考。

2　静电对策与门极保护

IGBT 模块的 V_{GE} 保证值一般最大为±20V（保证值在说明书中有记载，请确认）。在 IGBT 的 G-E 间外加超过 V_{GES} 保证值的电压时，IGBT 的门极就有损坏的危险。请注意不要在 G-E 间外加超出保证值的电压。

特别注意 IGBT 的门极对静电等非常敏感，因此请在使用产品时遵守以下所述的注意点。

1）使用模块时，先让人体和衣服上所带的静电通过高电阻（1MΩ左右）接地线放电后，再在接地的导电性垫板上进行操作。

2）使用 IGBT 模块时，要拿封装主体，不要直接触碰端子（特别是控制端子）部。

3）对 IGBT 端子进行锡焊作业的时候，为了避免由烙铁、烙铁焊台的泄漏产生的静电外加到 IGBT 上，烙铁前端等要用十分低的电阻接地。

4）IGBT 模块是在用 IC 泡沫材等导电性材料对控制端子采取防静电对策的状态下出库的。
这种导电性材料在产品进行电路连接后才能去除。

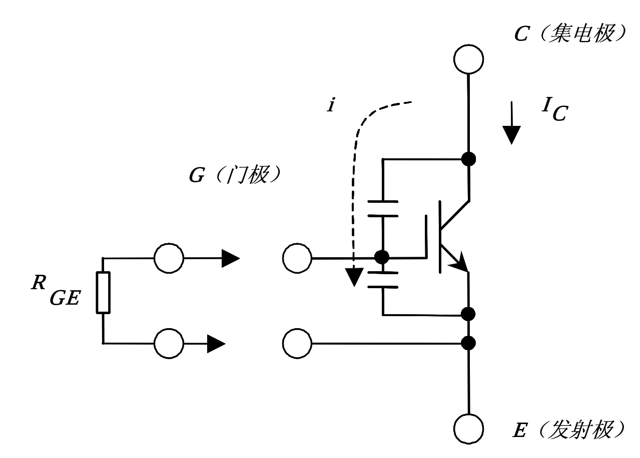


图 3-1 G-E 间开放状态下 IGBT 的运动

另外，在门极-发射极间开放的状态下，集电极-发射极间施加电压时，IGBT 有可能受损。
这是由于集电极电势的变化，如图 3-1 所示引起电流（i）流过，门极电势上升，IGBT 开通，集电极电流流过，从而使 IGBT 发热甚至有受损的可能性。
产品装入装置中时，在门极电路故障，或者门极电路不能正常工作的状态下（门极开放的状态），主电路上外加电压时，也会由于以上理由使 IGBT 受损。为了防止这种损坏的发生，推荐在门极-发射极间连接 10kΩ(R_{GE})左右的电阻。

3 保护电路设计

IGBT 模块可能由于过电流、过电压这类异常情况而受损，因此，在 IGBT 模块的运用中,设计能够避免这种异常情况从而保护元件的保护电路显得尤为重要。这些保护电路需要在充分了解元件特性的基础上，配合元件的特性进行设计。保护电路如果不与元件特性相匹配，那么即使安装了保护电路，元件也可能受损（比如说，在施加了过电流保护时阻断时间会很长或者缓冲电路中的电容器电容很小，从而产生尖峰电压等。）这些过电流、过电压的保护方法，将在第 5 章《保护电路的设计》中详细说明，请参照。

4 散热设计

IGBT 模块有既定的可容许最大结温（Tj），需要进行散热设计，使其控制在这个温度以下。进行散热设计时，首先要计算出元件发生的损耗值，以这个损耗值为基础，选择能够控制在容许温度以下的散热片。散热设计不充分将可能导致在实机运转等情况下超出元件的容许温度而损坏元件。关于这一点，第 6 章《散热设计方法》中将详细记载，请参考。

表 3-2　IGBT 模块的应用实例

	电机功率 [kW]	变频器容量 [kVA]	IGBT 模块型式		
			N 系列	S 系列	U 系列
220V AC 输入时	1.5	3		7MBR30SA060	6MBI20UE-060
	2.2	4		7MBR30SA060	6MBI30UE-060
	3.7	6		7MBR50SA060	6MBI50UF-060
	5.5	9	7MBI75N-060	7MBR75SB060	6MBI75U2A-060
	7.5	13	7MBI100N-060	7MBR100SB060	6MBI100U2A-060
	11	17	2MBI150N-060		2MBI150U2A-060
	15	22			
	18.5	28	2MBI200N-060		2MBI200U2A-060
	22	33			
	30	44	2MBI300N-060	2MBI300S-060	2MBI300U2B-060
	37	55			2MBI400U2B-060
	45	67			
440V AC 输入时	0.75	2		7MBR10SA120	6MBI10UF-120
	1.5	3			
	2.2	4		7MBR15SA120	6MBI15UF-120
	3.7	6		7MBR25SA120	6MBI25UF-120
	5.5	9	7MBI50N-120	7MBR50SB120	6MBI50UA-120
	7.5	13			
	11	17	2MBI75N-120	6MBI75S-120	6MBI75UB-120
	15	22			
	18.5	28	2MBI100N-120	6MBI100S-120	6MBI100UB-120
	22	33			
	30	44	2MBI150N-120	2MBI150S-120	6MBI150UB-120
	37	55	2MBI200N-120	2MBI200S-120	6MBI225U-120
	45	67			
	55	84	2MBI300N-120	2MBI300S-120	6MBI300U-120

5　驱动电路的设计

驱动电路的设计决定着能否充分地发挥元件的性能，这样说并不言过其实。此外，保护电路的设计也有着密切的关系。

驱动电路由促使元件开通的正偏压电路和稳定地保持元件处于关断状态、同时加快关断速度的反偏压电路组成，根据各种不同条件的设定，元件的特性也发生变化。另外，驱动电路的接线方法不同也会出现元件的误动作问题。因此，设计最适当的驱动电路非常重要。包括注意点在内的详细内容已在第 7 章《驱动电路的设计方法》中说明，请参考。

6　并联连接

当 IGBT 模块用于控制大容量变频等大电流时，有时将元件并联使用。

元件并联使用时，重要的是在设计时要使并联连接的元件中通过等量电流。

一旦电流失去平衡，有可能由于电流集中流过单个元件而损坏元件。

由于并联连接时的电流平衡随元件的特性和排线方法不同而变化，比如说有必要配合元件的 V_{CE}（sat），将主电路的排线做均等化的管理和设计。关于这一点，第 8 章《并联连接方法》中记载了详细的注意点，请参考。

7 实际安装的注意事项

在 IGBT 模块实际安装时，下述几点需要特别注意：

1) 安装到散热片上时，要先在模块的反面涂上散热绝缘混合剂，再用推荐的夹紧力距充分旋紧。
   另外，散热片上安装螺丝的位置之间的平坦度请控制在 100mm 上为 100μm 以下，表面粗糙度请控制在 10μm 以下。错误的安装将破坏绝缘，甚至有可能引起重大事故。
2) 不要做让模块电极的端子承受过大应力的排线。最坏的情况可能会引起模块内部锡焊的电气配线断线等问题。
   在第 4 章中有详细说明，请参考。

8 保管、搬运上的注意事项

8.1 保管

1) 半导体电子设备的保管存放场所以温度为 5～35℃，湿度为 45～75%最为适宜。特别是成形型的功率晶体管，如果处于非常干燥的区域中，需要用加湿器加湿。再者，如果使用自来水，则由于自来水中所含的氯元素会使电子设备的导线生锈，因此请注意使用纯水或开水。
2) 避开产生腐蚀性气体的场所和尘埃多的场所。
3) 在温度急剧变化的场所，半导体电子设备的表面容易结露，因此请避开这类场所，将其保管在温度变化小的地方。
4) 保管时，请不要在半导体电子设备上施加外力或负荷。特别是在叠放时会不经意中施加负荷。
   另外，重物请不要放在半导体电子设备上。
5) 半导体电子设备的外部端子请在未经加工的状态下保管。将端子加工后保存，产品实际安装时可能产生锈蚀等造成锡焊不良。
6) 临时放置半导体电子设备时，请选择不易产生静电的容器。

8.2 搬运

1) 产品搬运时请不要受到冲击或使其跌落。
2) 多个半导体电子设备装箱搬运时，为了不使接触电极面等碰伤，请在模块间用柔软的衬垫互相间隔。

9 其他　实际使用中的注意事项

1) 仅使用 FWD 而不使用 IGBT 时（比如在斩波电路等中应用时），不使用的 IGBT 的 G-E 间请加-5V 以上（推荐-15V、最大-20V）的反偏压。反偏压不足时，IGBT 可能由于 FWD 反向恢复时的 dv/dt 引起误触发而损坏。
2) 请在模块的端子部测定驱动电压（V_{GE}），并确认外加了既定的电压（如果在驱动电路端测定，则该驱动电压为不受驱动电路终端所使用的晶体管等电压下降的影响的电压，IGBT 上即使未外加既定电压，它的不良情况也可能不被察觉，因而可能导致元件损坏）。

3) 请通过产品的端子部位测定开通、关断时的脉冲电压等。
4) 使用时，请避开产生腐蚀性气体的场所。
5) 请在产品的绝对最大额定值（电压、电流、温度等）范围内使用。一旦超出绝对最大额定值，可能损坏产品。特别是外加超出 V_{CES} 的电压时，可能发生雪崩击穿现象从而使元件损坏。因此，请务必在 V_{CE} 的绝对额定值的范围内使用。
6) 考虑到万一发生意想不到的事故而损坏元件，请务必在商用电源和半导体电子设备之间安装适当容量的保险丝或自动断路器，防止次生性破坏。
7) 请在充分把握产品的使用环境、充分考虑能否满足产品的可靠性寿命的前提下使用。
   如果在超过产品的可靠性寿命的情况下使用，元件可能在装置的目标寿命前损坏。
8) 本产品请在功率周期寿命以内使用。
9) 在含有酸、有机物、腐蚀性气体（硫化氢、亚硫酸气体等）的环境下使用，将很难保证产品的机能、外观等等。
10) 请不要让主端子和控制端子受到应力而变形。端子变形将可能引起接触不良等情况。
11) 本产品所使用的螺钉长度，请根据外形图正确选择。螺钉过长将会损坏外壳。
12) 产品实际装配到装置上时，不要让主端子和控制端子受到过大的应力。否则将可能破坏端子的构造。
13) 反偏压门极电压 V_{GE} 不足时，可能引起误触发，为了避免误触发，请设定足够的-V_{GE} 的数值（推荐-15V)。
14) 如果开通 dv/dt 偏高，则对置支路的 IGBT 可能发生误触发。为了避免误触发，请在最适当的门极驱动条件（+V_{GE}、-V_{GE}、R_G 等）下使用。

第 4 章
发生故障时的应对方法

目　　录

本章中对在 IGBT 模块的应用过程中出现故障的应对方法进行说明。

1 发生故障时的应对方法

IGBT 模块运用在变频电路中时，配线失误、实际安装失误等问题都会导致元件的破坏。发生类似元件破坏等异常情况时，需要在明确其发生状态和原因的前提下采取相应的对策。在此作为指南，在表 4-1 中简单概括了根据元件破坏模式推定元件外部的异常情况的原因分析。元件破坏时，首先请根据该表中的破坏原因着手分析。运用表 4-1 无法进行原因分析时，我们准备了更加详细的原因分析图 4-1，请灵活运用它来查明破坏原因。

产品是否有破坏、有代表性的故障以及相应的应对方法分别记载在本章第 2 项和本章第 3 项中，请灵活运用。





表 4-1　元件的破坏模式与原因推测

元件外部的异常现象		原因		元件的破坏模式	检查要点	典型事例
短路	支路短路	检测出短路后，施加保护（关断）时浪涌电压超出 SCSOA，使元件破坏		SCSOA（浪涌电压）破坏	支路短路时的工作轨迹与元件最大耐受量的协调性	—
	串联支路短路 (上下支路短路)	因空载时间不足引起的破坏	由于门极反偏压不足而 toff 变大、空载时间设定失误	过热（短路最大耐受量）破坏	元件的 toff 和空载时间的协调性	第 7 章 第 3 项
		因 dv/dt 误动作引起短路破坏	门极反偏压不足、门极配线过长	SCSOA 以及过热破坏	对 dv/dt 造成的误开通进行检查	本章 3.3 项
		因杂波等原因引起短路破坏	门极电路误动作、逻辑电路误动作		电路误动作检查	—
	输出短路	配线失误、配线误接触、负荷短路			检查所发生的不良状况 元件最大耐受量和保护电路的协调性 配线状况检查	—
	接地	配线失误、配线误接触				
超负荷（过电流）		因过量电流流过引起破坏	逻辑电路误动作	过热	逻辑信号	—
			过电流保护设定失误		重新检查过电流保护设定值	
过电压	直流电压过大	因在 C-E 间外加了超过元件耐压值的过电压而破坏	输入电压过大	C-E 间超出耐压值	重新评估过电压保护级别	—
			过电压保护			
	尖峰电压过大	因关断时的浪涌电压超出了 RBSOA 而破坏		RBSOA	关断时工作轨迹和 RBSOA 的协调性 重新评估缓冲电路	第 5 章 2.4 项
		因 FWD 换向（反向恢复）时的浪涌电压超出元件耐压值而破坏		超出 C-E 间的耐压值	尖峰电压和元件最大耐受量的协调性、重新评估缓冲电路	
		因门极信号发生短暂的脉冲中断，出现非常短时间间隔的关断→开通（数百 ns 级），产生超出元件耐压范围的过大的反向恢复浪涌电压而破坏（以下简称微小脉冲反向恢复现象）	由于杂波产生的逻辑或门极电路误动作		逻辑和门极信号	本章 3.4 项
			来源自主电路等传向门极信号线的电磁感应		大电流工作时门极信号/信号线绞线/主电路-信号线的距离	
驱动电源电压下降		因 V_{GE} 降至规定的设计值以下，V_{CE} 间的电压变大，发热（损耗）变大而破坏	DC-DC 转换器误动作	过热	检查电路	—
			驱动电源确立为止的时间常数过大			
			门极信号配线连接脱落			
门极过电压		因在 G-E 间有外加静电而造成门极破坏		G-E 间超出耐压值	检查工作状态（静电对策）	—
		因门极配线过长，导致 G-E 间超出耐压值，出现尖峰电压而破坏			检查门极电压	
门极开放状态的驱动		因入库试验等时候，在门极开放的状态下 C-E 间外加电压（通态电压/耐压测定等）而破坏		过热破坏	检查门极电压	本章 3.1 项

<table>
<tr><th colspan="2">元件外部的异常现象</th><th colspan="2">原因</th><th>元件的
破坏模式</th><th>检查要点</th><th>典型事例</th></tr>
<tr><td rowspan="4">过热</td><td rowspan="3">散热能力不足</td><td rowspan="3">因散热能力不足而使元件异常过热，超出最大结温而破坏</td><td>端子安装螺钉松动</td><td rowspan="4">过热</td><td rowspan="3">检查散热条件</td><td rowspan="3">—</td></tr>
<tr><td>散热绝缘混合剂涂抹不足</td></tr>
<tr><td>冷却扇停止</td></tr>
<tr><td>热失控</td><td colspan="2">因逻辑误动作引起载流子频率增加等，综合损耗上升导致破坏</td><td>检查逻辑电路</td><td>—</td></tr>
<tr><td rowspan="2">应力</td><td>应力</td><td rowspan="2">因产品内部的端子锡焊部位等出现应力疲劳而断线</td><td>外部配线给端子施加的应力</td><td rowspan="2">产品内的电气配线断线（开放）</td><td rowspan="2">端子部所发生的应力/产品和其他部品的实际安装状态</td><td rowspan="2">本章
3.2 项</td></tr>
<tr><td>振动</td><td>实际安装的其他部品等的振动给端子带来应力</td></tr>
<tr><td colspan="2">元件的适用条件与可靠性能力无法匹配</td><td colspan="2">元件的适用条件（环境、温度变化、实际安装时的组装条件、保管状态等）与产品的可靠性能力无法取得一致，使产品内部的配线、绝缘构造、外观等发生破坏</td><td>破坏模式根据各种情况而异</td><td>根据本章图 4-1 检查</td><td>本章
图 4-1、
3.8 项</td></tr>
</table>

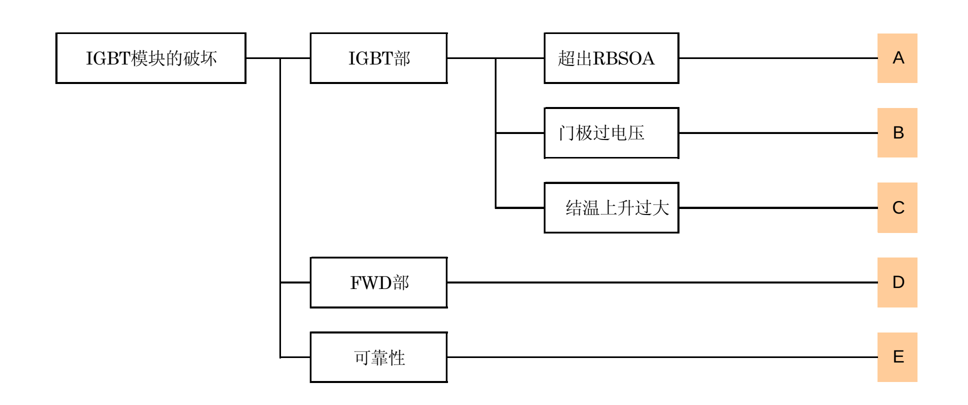


图 4-1 (a)　IGBT 模块故障分析图（A～D 记号内容与下图相关联）

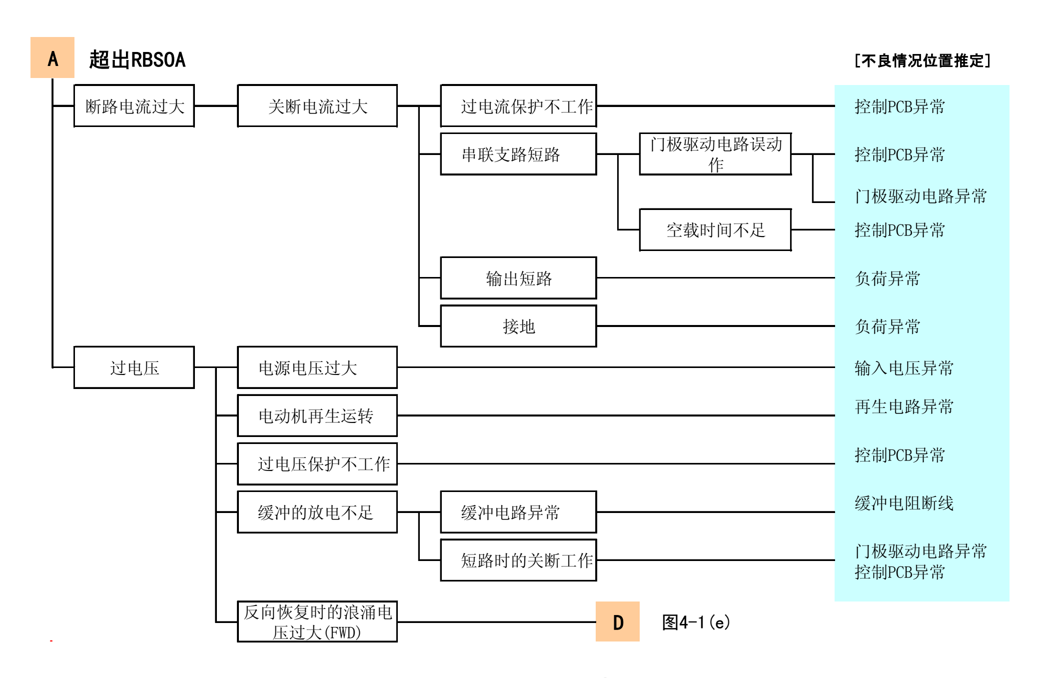


图 4-1(b)　模式 A：超出 RBSOA

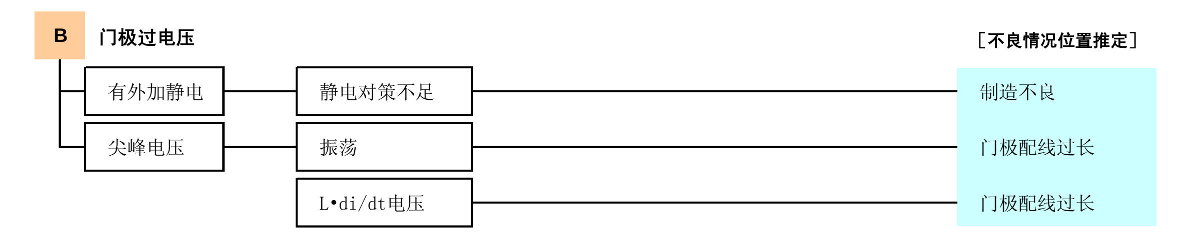


图 4-1(c) 模式 B：门极过电压

C 结温上升过大 [不良情况位置推定]

- 稳态损耗增加
  - 饱和电压VCE(sat)的增加 → 正向偏压门极电压不足 → 门极驱动电路异常 / 控制电源电路异常
  - 集电极电流增加
    - 过电流
      - 过电流保护不工作 → 控制PCB异常
      - 串联支路短路
        - 门极驱动电路误动作 → 控制PCB异常 / 门极驱动电路异常
        - 空载时间不足 → 控制PCB异常
      - 输出短路 → 负荷异常
      - 接地 → 负荷异常
    - 超负荷 → 控制PCB异常 / 负荷异常
- 交换损耗增加
  - 交换次数增加
    - 载流子频率增加 → 控制PCB异常
    - di/dt误动作 → 缓冲电路异常 / 门极驱动电路异常
    - 门极驱动信号误动作 → 控制PCB异常 / 门极驱动电路异常
  - 开通损耗增加
    - 开通时间增加
      - 正向偏压门极电压减少 → 门极驱动电路异常
      - 门极电阻值增大 → 门极驱动电路异常
    - 导通电流过大
      - 缓冲放电电流过大 → 缓冲电路异常
      - 串联支路短路 → 空载时间不足 → 控制PCB异常
  - 关断损耗增加
    - 关断时间增加
      - 反偏压门极电压减少 → 门极驱动电路异常
      - 门极电阻值增大 → 门极驱动电路异常
    - 串联支路短路 → 空载时间不足 → 控制PCB异常 / 门极驱动电路异常
- 接触面热阻增大
  - 元件夹紧力不足 → 夹紧力矩不够
  - 散热片翘曲过大 → 散热片翘曲不良
  - 散热绝缘混合剂量不足 → 绝缘混合剂量调整不足
- 外壳温度上升
  - 冷却能力低下
    - 散热器孔堵塞 → 防尘对策不良
    - 冷却扇回转次数减少或停止工作 → 冷却扇异常
  - 周围温度异常上升 → 堆栈的局部过热 → 冷却系统异常
  - 温度保护装置不工作 → 温度保护装置异常

图 4-1(d) 模式 C：结温上升过大

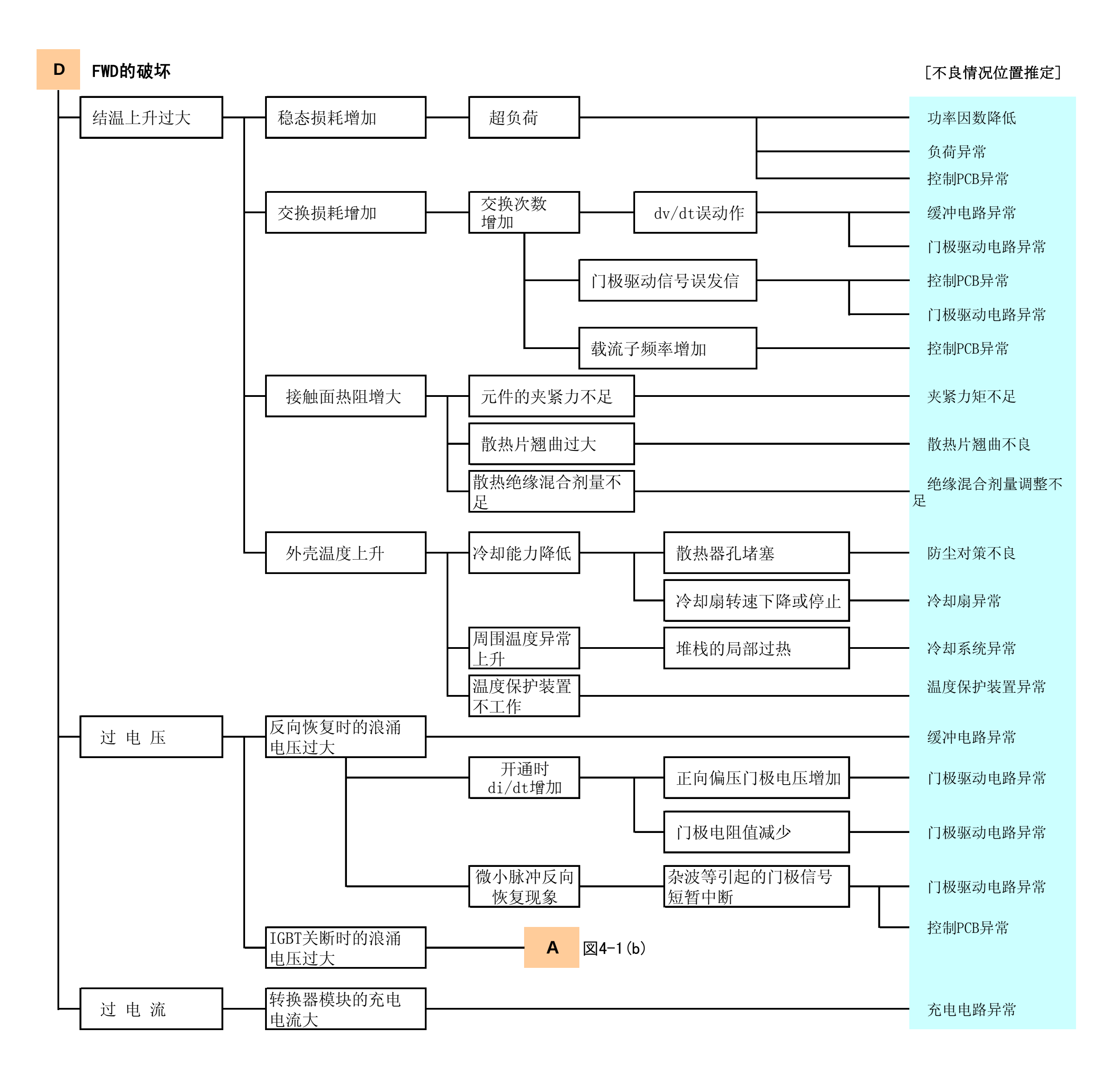


图 4-1(e)　模式 D：FWD 的破坏

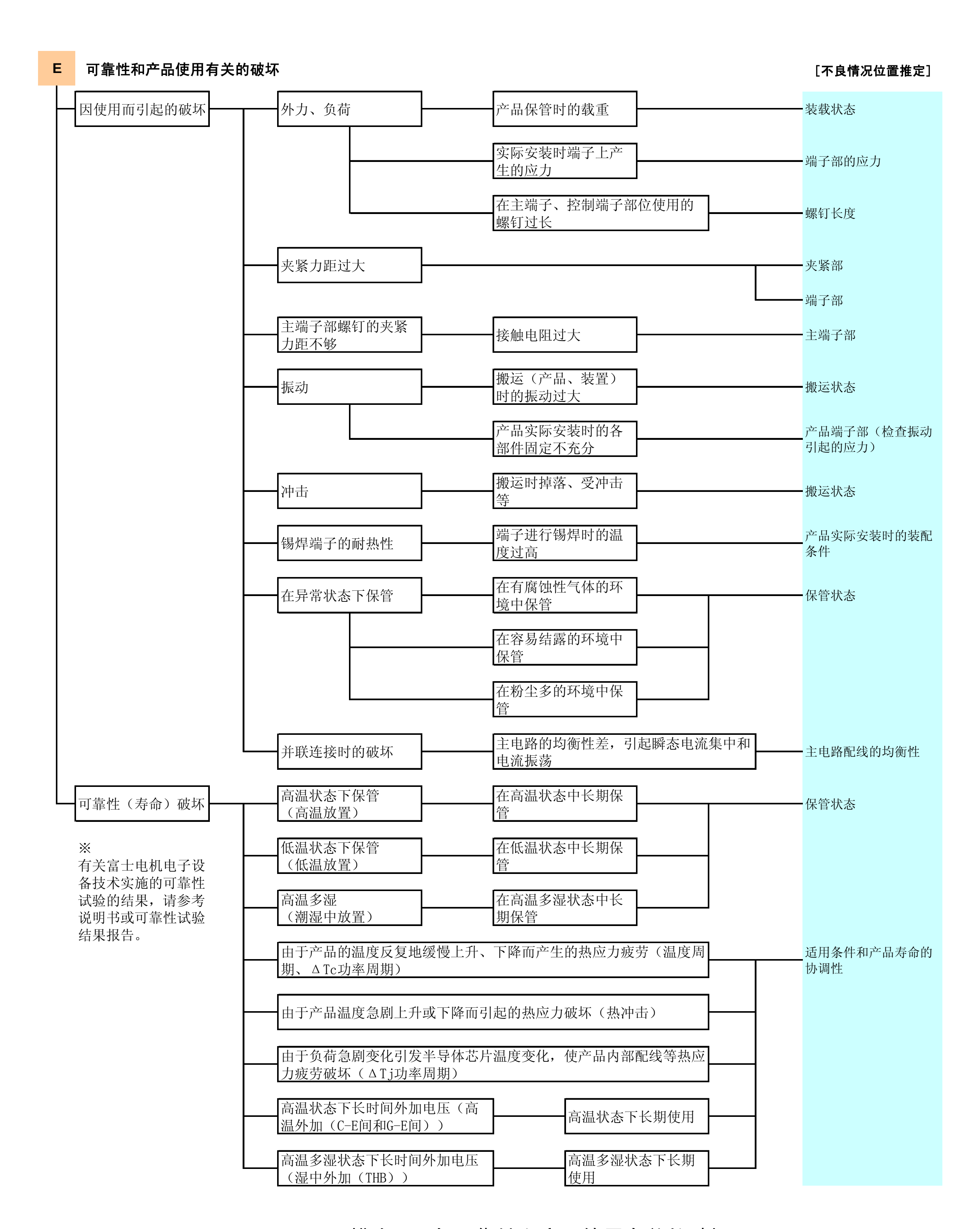


图 4-1(f)　模式 E：与可靠性和产品使用有关的破坏

2　故障的判定方法

IGBT 模块是否破坏可以通过晶体管特性测定装置（晶体管特性曲线描绘器（下称 CT）），对以下项目进行检查从而判定。

① G-E 间的漏电流

② C-E 间的漏电流

（必须使 G-E 间短路）

另外，除了 CT 以外，也可以使用万用表等用来测量电压和电阻的装置，从而简单地判断故障。

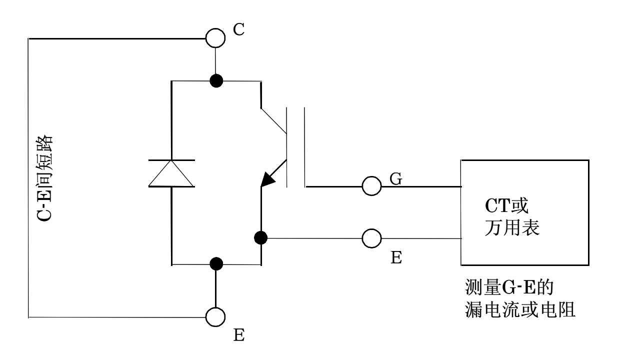


图 4-2　G-E 间（门极）检测

2.1　G-E 间检测（上述①）

如图 4-2 所示，使 C-E 间处于短路状态，测定 G-E 间的漏电流或电阻值（请不要在 G-E 间外加超出±20V 的电压。使用万用表时，必须确认其内部的蓄电池电压在 20V 以下。）。

如果产品正常，漏电流将变成数百 nA 级（使用万用表时电阻数十 MΩ～无限大）。除此以外的状态下，元件已经破坏的可能性很高（一般情况，如果元件破坏，G-E 间将处于短路状态）。

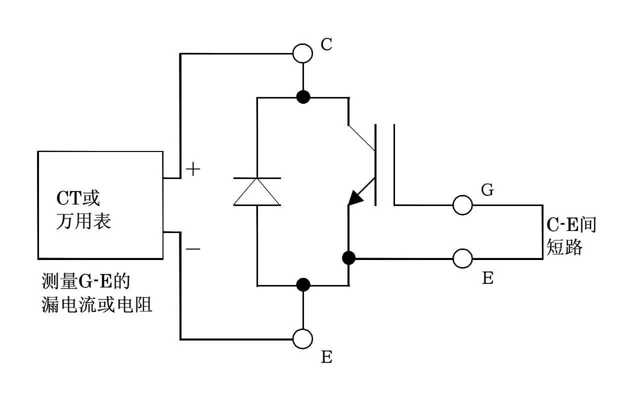


图 4-3　C-E 间检测

2.2　C-E 间检测（上述②）

如图 4-3 所示，让 G-E 间处于短路状态，测定 C-E 间（连接方式为集电极为+，发射极为-。如相反，则 FWD 导通，C-E 间将短路）的漏电流或电阻。

如果产品正常，漏电流将处于说明书中记载的 ICES 最大值以下（使用万用表时电阻数十 MΩ～无限大）。除此以外的状态下，元件已经破坏的可能性很高（一般情况，如果元件破坏，C-E 间将处于短路状态）。

※　注意

绝对不要对集电极-门极间进行耐压测试。

这可能导致集电极-门极间形成密勒电容部分的氧化膜的绝缘破坏。

3 典型故障及其应对方法

3.1 GE 间开放状态下外加主电路电压

在门极-发射极间开放的状态下外加主电路电压，会使 IGBT 自动导通，通过过大的电流，使元件破坏。请务必在 G-E 之间加入信号的状态下驱动。（这种现象是由于 G-E 间在开放状态下，外加主电压，通过 IGBT 的反向传输电容 Cres 给门极-发射极间的电容充电，使 IGBT 导通而产生的。）

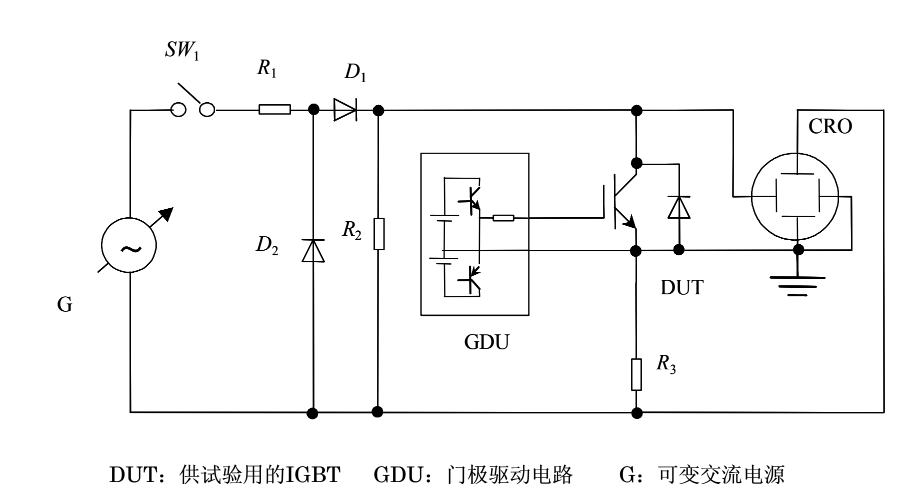


图 4-4　通态电压的测定电路

在产品入库试验时，通过旋转开关等机械开关进行信号线的切换，由于切换时 G-E 间瞬间变为开放状态，可能产生上述现象而破坏元件，请加以注意。另外，在机械开关出现振动的情况下，也存在同样的时间段，可能破坏元件。为了防止这种破坏，必须先将主电路（C-E 间）的电压放电至 0V，再进行门极信号的切换。另外，对由多个元件（一组 2 个以上）构成的产品在进行入库试验等特性试验时，测试元件以外的门极-发射极间必须予以短路。

图 4-4 是通态电压测试电路的范例。下面通过该电路图说明测试顺序。首先门极电路（GDU）设定为关断状态（V_{GE}=0V），导通 SW_1 并在 C-E 间外加电压。然后，从 GDU 开始，向 G-E 间外加既定的正向偏压电压，使 IGBT 通电，测试通态电压。最后使门极电路变为关断状态，关断 SW_1。按照这个顺序可以不破坏元件，安全地进行产品的特性测试。

3.2 机械应力对产品的破坏

产品的端子如果受到强外力或振动，就会产生应力，有时会导致破坏产品内部电气配线等情况。在将产品实际安装到装置上时，请千万注意不要发生类似的应力。

图 4-5 表示了门极驱动用的印刷基板（Pt 或 PCB 板）实际安装到产品上部的事例。如（1）所示，如果不固定 Pt 板即安装时，装置在搬运时由于受到振动等原因，Pt 板也振动，从而使产品的端子发生应力，引起产品内部电气配线的破坏等问题。为了防止这种不良情况的发生，需要如（2）所示，将 Pt 板固定。采取这种对策时请使用有足够强度的专用固定材料等。

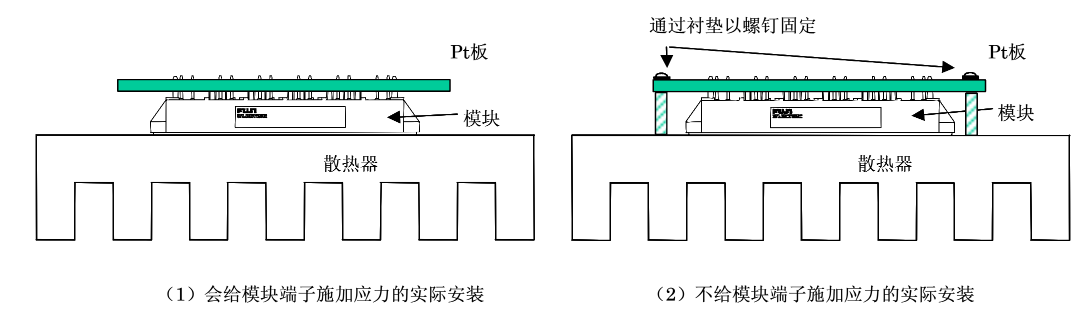


图 4-5 Pt 板的固定方法

图 4-6 表示了使用了平行平板进行主电路配线时的实例。如（1）所示当电气配线用的+、-导体间有高低差时，产品的端子将处于不断地承受向上拉伸应力的状态，可能导致产品内部的电气配线断线等问题。为预防此类不良情况的发生，需要如（2）所示，加入导电性的衬垫使平行导体间的高低差消失。另外，在使用 Pt 板构造的时候，如果出现配线高度位置的偏离，同样会使端子承受很大的拉伸应力或外力，也会出现同样的不良情况，请加以注意。

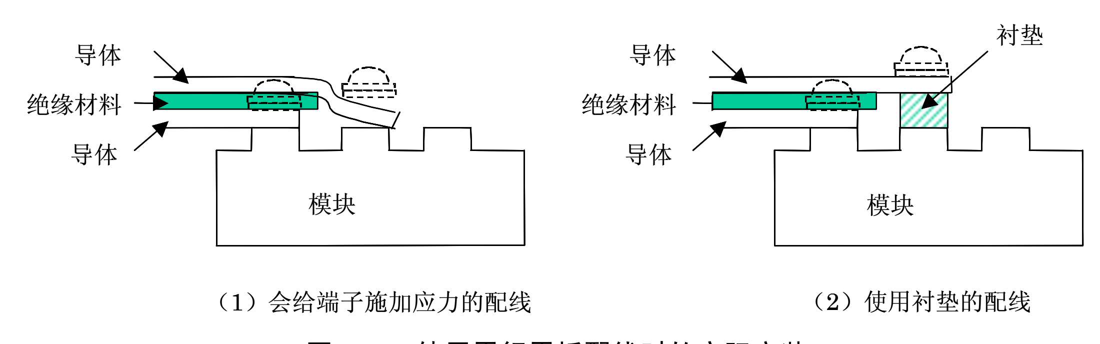


图 4-6 使用平行平板配线时的实际安装

3.3 反偏压门极电压-V_{GE}不足产生的 IGBT 误触发

反偏压门极电压-V_{GE} 一旦不足，将会引起 IGBT 误触发，使上下支路的 IGBT 双方均导通，形成短路电流。切断该电流时可能由于浪涌电压和发生的损耗而破坏产品。在设计装置时必须确认没有出现这种由于上下支路短路而产生短路电流的现象（推荐的-V_{GE}=-15V）。

产生上述现象的原理用图 4-7、图 4-8 表示（图 4-7 中表示外加了-V_{GE} 的 IGBT，该图中虽然没有明确表示，但请假定该 IGBT 的对置支路也同样串联着 IGBT）。首先，对置支路的 IGBT 处于开通状态时，图 4-7FWD 就反向恢复。此时，C-E 间产生像图 4-8 所示的 dv/dt。由于该 dv/dt，电源 i_{CG} 通过 C-G 间的反向传输电容 Cres、门极电阻 R_G 如图 4-7 所示流动。该 i_{CG} 在 R_G 的两端引发 $\Delta V=R_G\times i_{CG}$ 的电位差，V_{GE} 如图 4-8 所示状态涌上+侧。此时，一旦 V_{GE} 峰值电压超过 IGBT 的 V_{GE}（th），则 IGBT 导通，上下支路流过短路电流。

反而言之，只要 V_{GE} 峰值电压不超过 IGBT 的 V_{GE}（th），上下支路就没有短路电流流过，因此为了避免发生这种不良现象，外加足够的反偏压电压（-V_{GE}）很重要。需要的-V_{GE} 值随使用中的驱动电路和门极配线、R_G 等变化，因此在装置设计时必须确认上下支路是否有短路电流。下面表示这种确认方法的例子。

图 4-9 为上下支路是否有短路电流的确认方法实例。首先，如图将变频器输出端子（U、V、W）开放（无

负荷）。然后，启动变频器，驱动各 IGBT。此时，如图所示，如果检测出从电源线流出的电流，则可以确认上下支路是否有短路电流。如果反偏压电流充足，则能测出给元件的结电容充电的微小的脉冲电流（额定电流的 5%左右）。但是，如果反偏压电压-V_{GE} 不足时，该电流将变大。为能正确地判断，用绝不产生误触发的-V_{GE}（推荐-V_{GE}=-15V）进行对该电流作检测之后，用既定的-V_{GE} 再次对电流检测。如果两者的电流为相同值，则说明没有产生误触发。这种判定方法值得推荐。

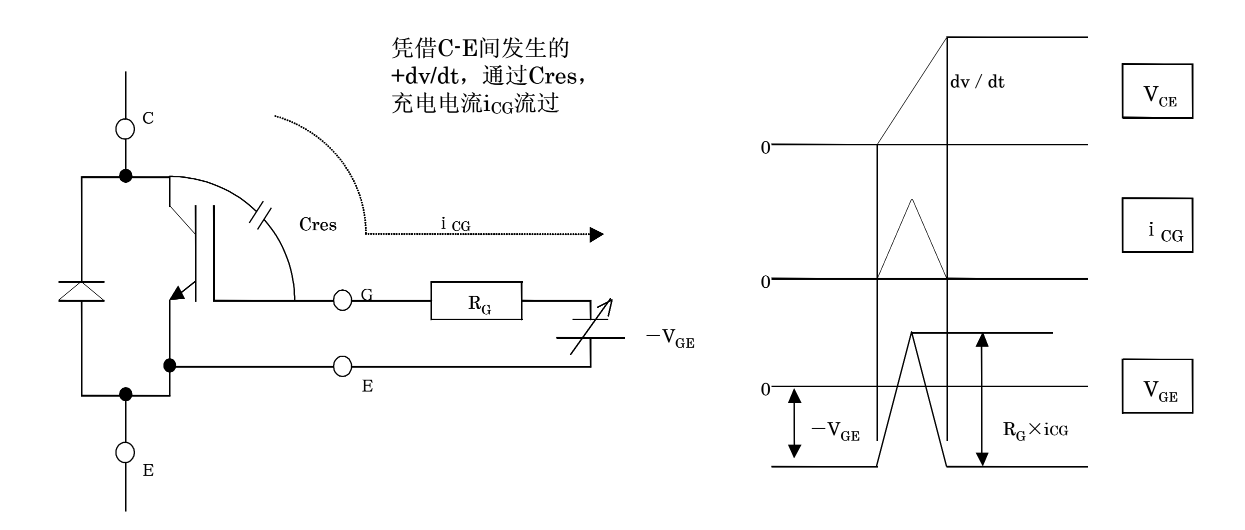
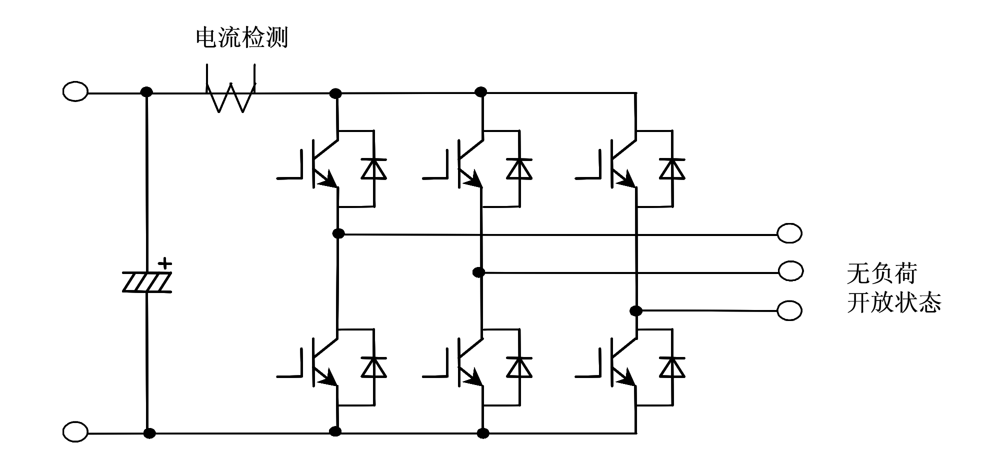


图 4-7　dv/dt 误动作的原理

图 4-8　反向恢复时的 $V_{CE}/i_{CG}/V_{GE}$ 波形

作为对策，推荐使用的方法是增加反偏压电压-V_{GE} 直至短路电流消失为止，或者在 G-E 间附加 Cies 的一半左右的电容（C_{GE}）（但是，附加 C_{GE} 的方法会很大程度影响交换时间和交换损耗，请充分考虑后再决定是否采用该方法）。另外，上下支路流过短路电流的重要原因除了上述的 dv/dt 误触发以外还有空载时间不足的现象。在发生该现象的时候，也能用图 4-9 所示的试验观测到短路电流，在即使增加反偏压电压-V_{GE} 短路电流仍不减少的情况下，请采取增加空载时间等对策。对此，在第 7 章中有详细说明，请参考。



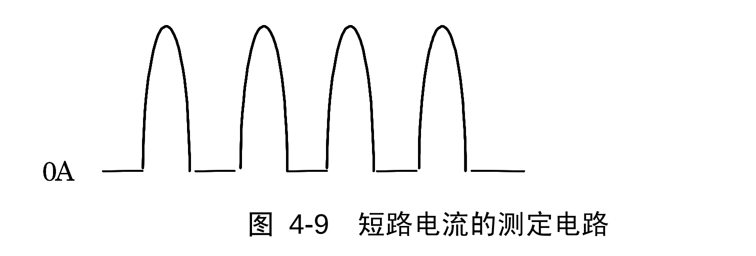


图 4-9　短路电流的测定电路

3.4　从瞬态导通状态的二极管反向恢复（微小的脉冲反向恢复）现象

IGBT 模块中内置了 FWD，充分重视 FWD 的作用对于设计高可靠性的装置非常重要。本项特别针对这种与产品破坏有密切联系但又鲜为人知的微小脉冲反向恢复现象进行说明。

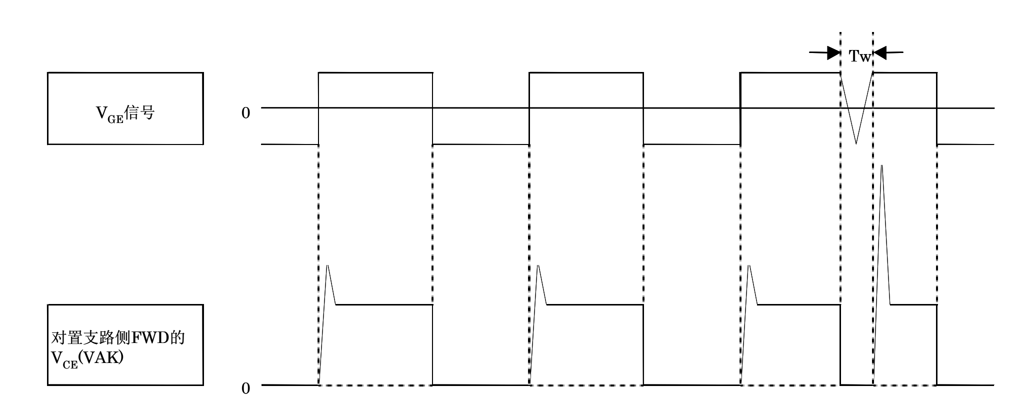


图 4-10　由微小脉冲反向恢复引发过大的浪涌电压

图 4-10 中表示了由于微小脉冲反向恢复引发的过大浪涌电压的时间图。这种现象是由 IGBT 在驱动时受杂波等影响而使门极信号短暂中断，在发生如图 4-10 所示的非常短的阻断脉冲（Tw）等时，对置支路侧的 FWD 的 C-E 间形成非常大的反向恢复浪涌电压的现象。受该现象的影响，一旦产生超出产品耐压保证值的浪涌电压就可能破坏元件。

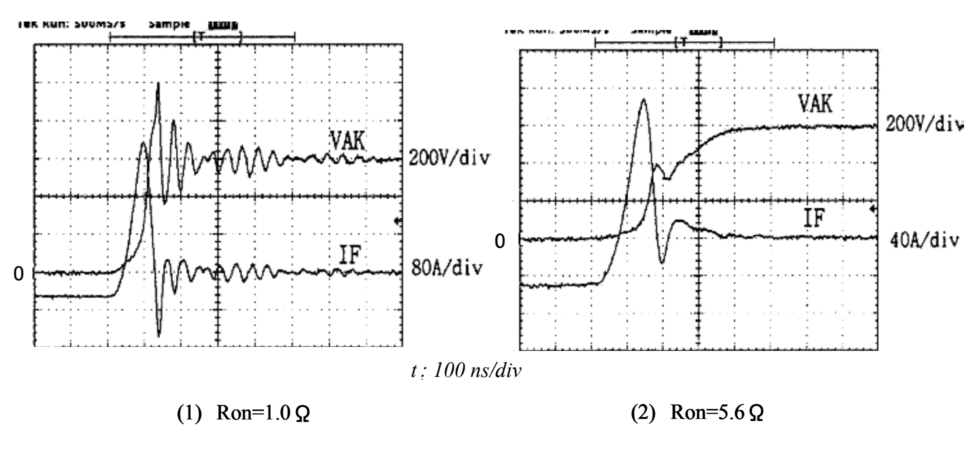
在本公司的评价中确认在 Tw<1μs 的范围中，浪涌电压会急剧增加。在进行装置设计的时候，请注意避免

发生类似短暂的门极信号阻断脉冲中断。

产生这种现象的原因是由于 FWD 导通后极短的时间内进入了反向恢复状态，FWD 中还没有积蓄充分数量的载流子的状态下即外加电压，过渡层迅速扩大，使其产生强烈的 di/dt、dv/dt。

再者，当 Tw 处于 1μs 以下的运转模式的装置中时，请确认与最小的 Tw 相关的浪涌电压应在元件的耐压值以下。如果浪涌电压超出元件的耐压值时，请采取加大 R_G，降低电路中电感，强化缓冲电路，附加 C_{GE} 等浪涌电压对策。

图 4-11 表示了 6MBI450U-120（1200V、450A）的微小脉冲反向恢复时的二极管反向恢复波形。通过将 R_G 从 1.0Ω 增大到 5.6Ω，可以看出浪涌电压被降低了。



(1) Ron=1.0Ω　　(2) Ron=5.6Ω

Ed=600V、IF=50A、Tj=125℃、tw=1μs

6MBI450U-120

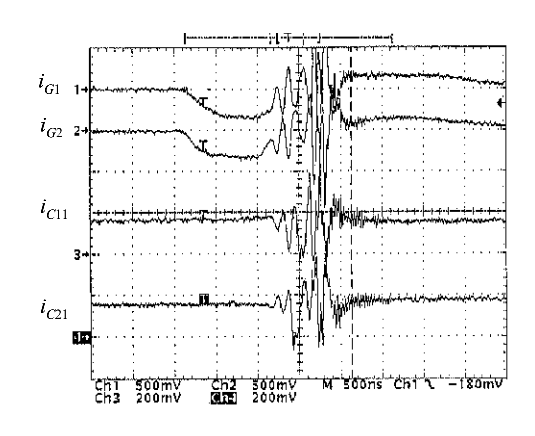
图 4-11　微小脉冲时的反向恢复波形例

3.5　并联时的振荡现象

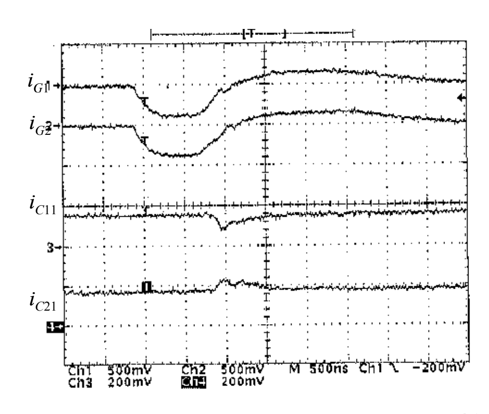
产品并联连接的时候，主电路配线的均衡性变得非常重要。配线无法取得均衡的情况下，配线过短的元件交换时将发生过渡电流集中，可能导致元件破坏或长期的可靠性降低。另外，在无法实现主电路配线均衡性的电路中，理所当然，它的主电路电感也不能与各元件平衡，由于交换时的 di/dt，各配线的电感上产生不连续的电压。这种电压引起环路电流等异常振荡电流，可能招致元件的破坏。

图 4-12（1）表示了使发射极部的配线电感极端不平衡时的振动现象。这是由于在并联连接的发射极部位，配线环路中流过振动电流，使门极电压振动，IGBT 高速导通、断开，发生振动现象。作为该现象的对策，是在各门极-发射极的配线中插入共模线芯，使发射极处的环路电流无法流过。图 4-12（2）是排除影响后的波形图。从图 4-12（2）可以看出，振动得到了抑制。

如上所述，进行主电路配线设计时，要充分注意电路的均衡性。



(1)　使发射极配线极端不平衡的时候



(2)　门极-发射极配线中插入线芯的时候

i_{G1}、i_{G2}: 5A/div、i_{C11}、i_{C21}: 100A/div、t:0.5μs/div、Ed=600V 1200V、300A IGBT 2 并联时

图 4-12　2 并联时的集电极-门极电流波形

3.6　锡焊流程的注意事项

在 IGBT 模块的端子上，将门极驱动电路和控制电路作锡焊时，一旦焊锡温度过大，可能发生外壳树脂材料熔化等不良情况。说明书中有端子锡焊时的耐热试验项目，请不要在超出试验条件的情况下进行锡焊流程的组装。一般性产品的说明书中记载的端子耐热性试验条件如下所示，请参考。

焊锡温度：260±5℃

投入时间：10±1s

次数：1 次

3.7　IGBT 模块在转换器部上的应用

IGBT 模块中使用的二极管有额定的 I^2t。所谓额定的 I^2t，表示对于持续时间非常短的电流脉冲（小于 10ms）的正方向的非重复过电流能力。I 是有效电流，t 指脉冲的持续时间。使用于整流电路（或转换器电路）等时，启动时的瞬间电流能够流动，请将该电流在额定 I^2t 以下使用。另外，在超出 I^2t 额定量的情况下，比如可以将电阻与接触器并联连接的启动电路与交流电源和整流电路间连接等，采取一定的对策。

3.8　功率周期寿命

IGBT 模块中存在如图 4-13 所示的功率周期寿命。功率周期中，有ΔTj 功率周期与ΔTc 功率周期。ΔTj 功率周期中，如图 4-13 所示，通过能使结温在较短的时间周期内上升、下降的动作，来显示铝导线以及硅芯片下锡焊部位的寿命。

在富士电机电子设备技术，通过对热应力的分析，找出锡焊连接部位发生的变形，通过ΔTj 的不同来进行破坏机制的分析，致力于产品的长寿命化。

当ΔTj 在 100℃以上时，由于硅芯片和铝导线的膨胀系数的差异产生剪切应力，于是由连接界面产生龟裂形成的破坏是主要的。当ΔTj 在 80℃时以下，由于硅芯片和绝缘基板的线膨胀系数的差异产生剪切应变，于是锡焊连接部发生龟裂，这种龟裂发展成为连接部位温度上升形成破坏的现象是主要的。

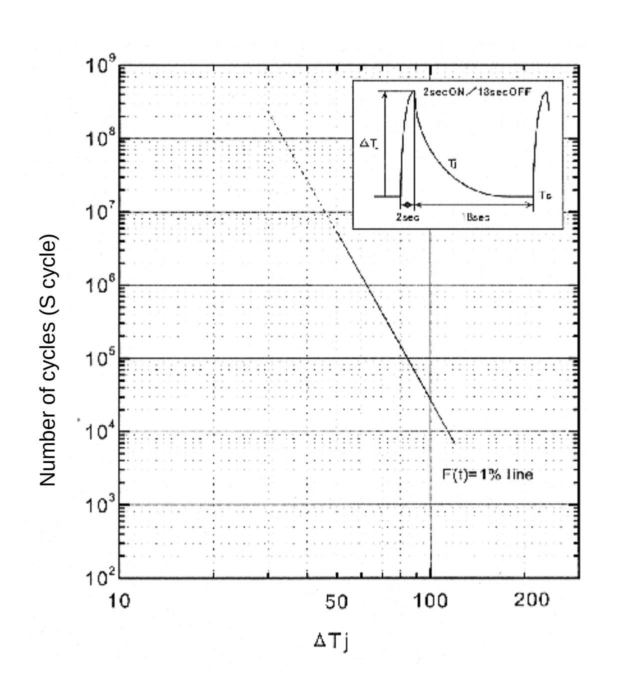


图 4-13　功率周期最大耐受量的实例

一般条件下，由于使用在ΔTj 为 80℃时以下的比较低的温度区域，为了提高功率周期寿命，锡焊部位的长寿命化变得很重要。在富士电机电子设备技术，新开发了具有优秀的机械特性和浸湿性的 SnAg 系无铅焊锡，达到了功率周期的长寿命化的目的。

对于实际装置的寿命设计，请对被使用装置的运转状态下的ΔTj 进行计算，确认其次数远远超出产品的寿命。

比如说，对电动机频繁加速、停止的装置，加速时最大结温 Tj 与停止时结温 Tj 的差即ΔTj。比起此图 4-14 中所示的功率周期最大耐受量，根据此时的ΔTj 中得出功率周期寿命，确认该功率周期寿命远远超出实际产品中需要进行的加减速次数。

另外，在 0.5Hz 等低速运行的驱动系统中，求出 0.5Hz 时的ΔTj，从该ΔTj 中得出功率周期寿命。请确认该功率周期寿命比产品寿命长。

同时，在驱动系统中，加减速运行与低速运行混合发生时，得出各种运行模式下的ΔTj，确认从各个ΔTj 中得出的功率周期寿命均长于产品的使用寿命。

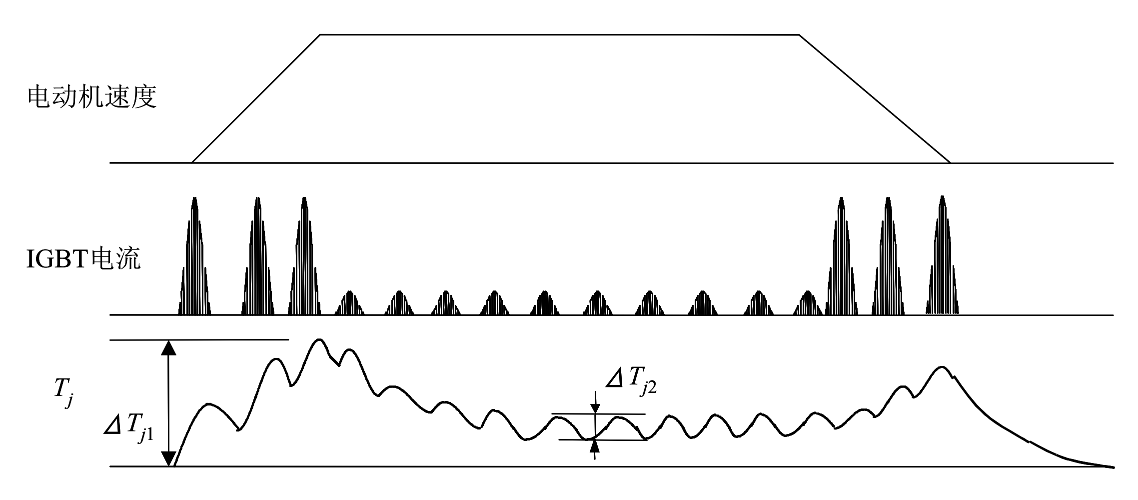


图 4-14　在实际变频状态中工作（例）

3.9　EMC 杂波对策

近年来，使用了 IGBT 模块的变频器、UPS 等变换装置需要适应欧洲的 CE 标志和国内的 VCCI 标准。将 EMI 杂波（装置在运行中发生的具有传导性和放射性的 EMI 杂波）控制在标准值水平以下的装置设计成为非常重要的课题。

由于 IGBT 模块的每一次更新换代，都通过特性改良在产品的高速交换化、低损耗化方面有所改进。因此，使 IGBT 进行交换时产生的高 dv/dt、di/dt 很多情况下成为了产生放射性 EMI 杂波的原因。

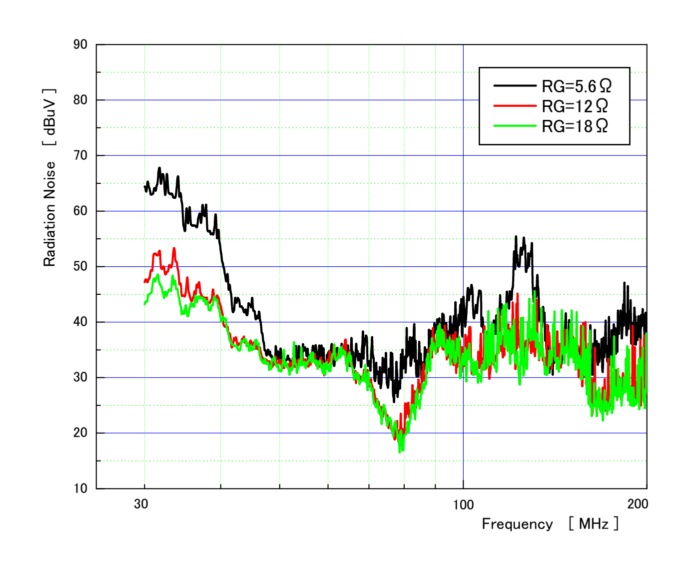
这种放射性 EMI 杂波产生的原因，一般认为是由于 IGBT 在开通（对置支路的 FWD 反向恢复）时产生的高 dv/dt、di/dt 变为触发器，于是由半导体电子设备的结电容等杂散电容与配线上的寄生电感产生的高周波 LC 共振而产生的。

为了降低 IGBT 模块进行交换时产生的放射性 EMI 杂波，通过重新设定驱动条件使交换特性，特别是导通特性柔性（低速）化将是有效的。请参照第 7 章内容，研讨决定适宜的驱动条件。

图 4-15 表示了通过加大门极电阻，交换特性得以柔性化时测定放射性 EMI 杂波特性的例子（测定用样品：2MBI150SC-120 1200V/150A 标准门极电阻 5.6Ω）。如果门极电阻增加为标准门极电阻的 2 倍左右，则能使放射性 EMI 杂波减低 10dB 以上。

但是，如果通过对交换特性柔性化来抑制放射性 EMI 杂波，则交换损耗有增加的倾向，因此，重要的是在考虑与装置运转条件和模块冷却条件等取得平衡的同时，来设定驱动条件。

另外，表 4-2 显示了对于放射性 EMI 杂波的一般性对策实例。放射性 EMI 杂波根据装置的配线构造、材质、电路构成等不同，其产生原因和干扰电平也不尽相同。因此，每种应对实例是否有效需要逐个验证。



使用装置：15kW 通用变频器

使用电子设备：2MBI150SC-120

图 4-15　加大门极电阻时的放射性 EMI

表 4-2　放射性 EMI 杂波的对策实例

对策	内容	备注
重新设定驱动条件 （dv/dt、di/dt 的降低）	门极电阻（特别是导通侧）扩大到样本中记载的标准值的 2～3 倍	交换损失变大。 交换时间变长。
	门极-发射极之间接上小容量的电容器。容量在反向传输电容～输入电容（Cres～Cies）左右。	交换损失变大。 交换时间变长。
缓冲电容器与模块进行最短的连接	将缓冲电容器与 IGBT 模块间的连接配线设置为最短（与模块的端子连接）。	对抑制交换时的浪涌电压和 dv/dt 也有效果。
降低配线的电感	通过使直流母线平行导体化，降低电感（应用铜条等）。	对抑制交换时的浪涌电压和 dv/dt 也有效果。
滤波器	在装置的输入输出上连接杂波过滤器。	有各种市售品
屏罩的配线	屏蔽输入输出电缆，降低电缆部分的放射性杂波。	
装置外壳的金属化	使装置外壳金属化，抑制来自装置的杂波。	

第 5 章
保护电路设计方法

目　　录

本章中对 IGBT 的保护电路设计方法进行说明。





1 短路（过电流）保护

1.1 关于短路耐受能力

一旦发生短路，IGBT 的集电极电流增加到超过既定值，则 C-E 间的电压急剧增加。根据这种特性，可以将短路时的集电极电流控制在一定的数值以下，但是在 IGBT 上仍然有外加的高电压、大电流的大负荷，必须在尽量短的时间内解除这种负荷。同时，根据 IGBT 的短路耐受能力，从发生短路起到电流切断为止的容许时间也受到限制。

短路耐受能力如图 5-1 所表示，由短路电流开始流动到引起破坏为止的时间决定，U 系列产品的情况如下所述。

短路耐受能力 ≧ 10μs min

< 条件 >

- V_{CC} 600V 系列：Ed（V_{CC}）=400V、1200V 系列：Ed（V_{CC}）=800V
- V_{GE} 15V
- R_G：标准值 R_G
- Tj=125℃

一般情况下，电源电压 Ed 越高，温度 Tj 越高，短路耐受能力就越小。

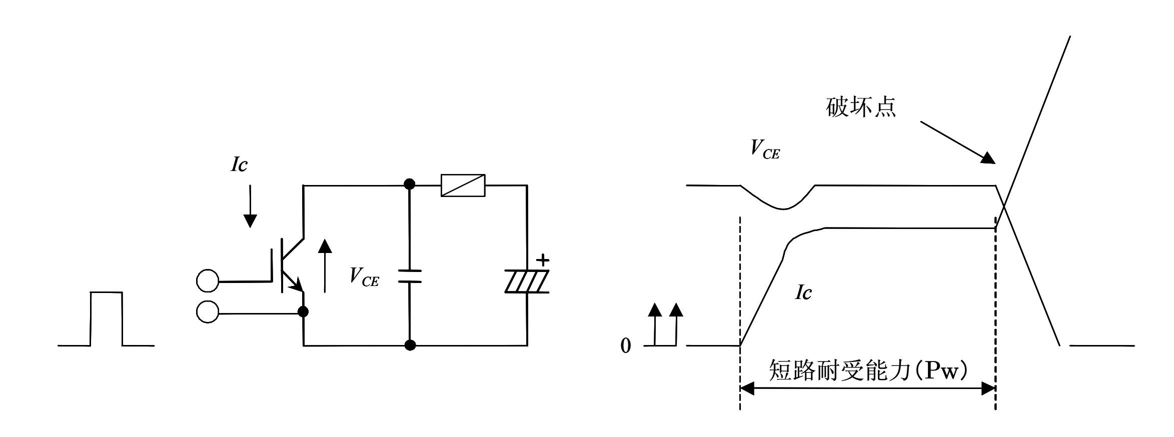
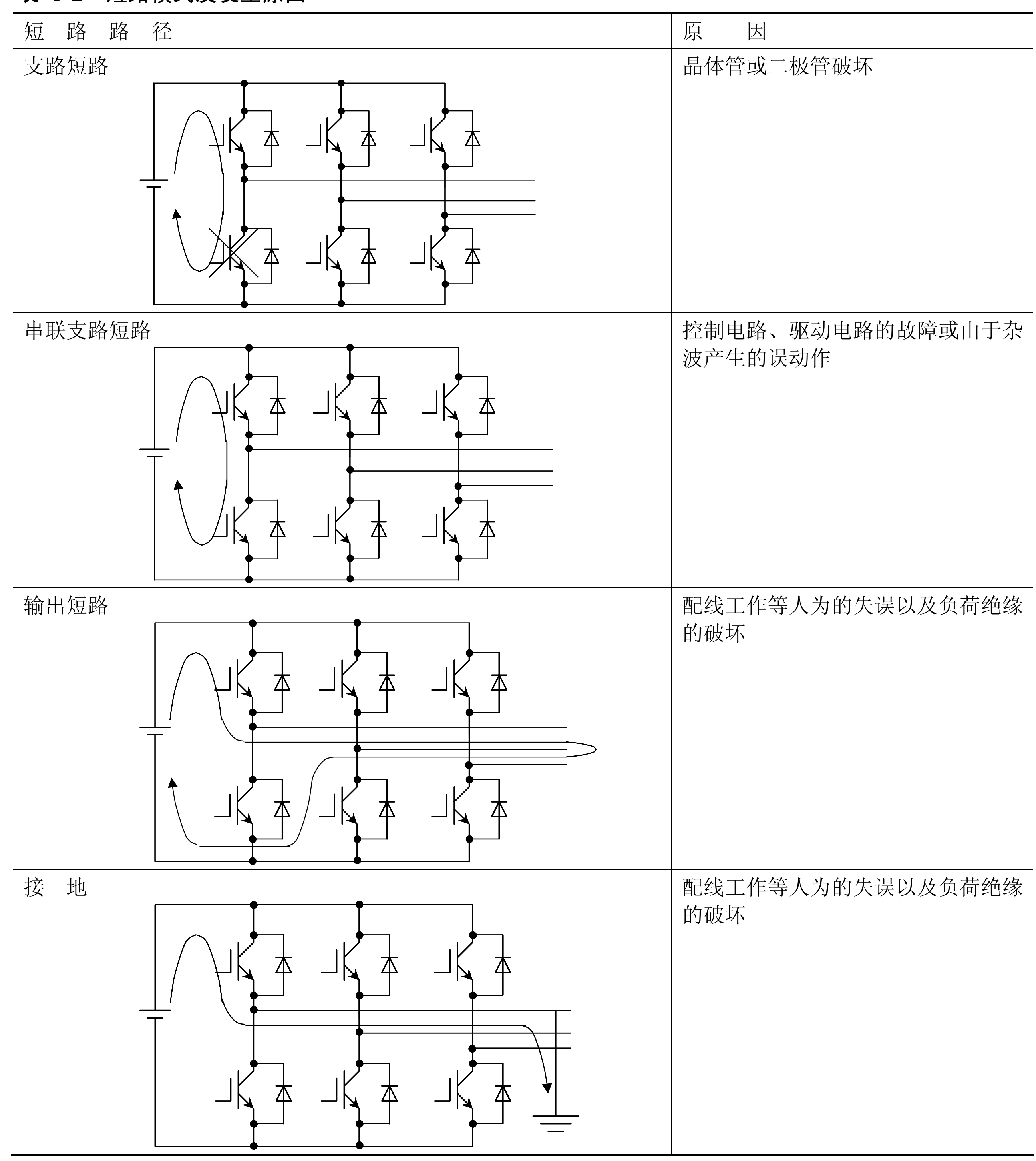


图 5-1　测定电路及波形

1.2　短路模式及发生原因

关于变频装置中的短路模式和发生原因用表 5-1 表示。

表 5-1　短路模式及发生原因



短　路　路　径	原　　因
支路短路	晶体管或二极管破坏
串联支路短路	控制电路、驱动电路的故障或由于杂波产生的误动作
输出短路	配线工作等人为的失误以及负荷绝缘的破坏
接　地	配线工作等人为的失误以及负荷绝缘的破坏

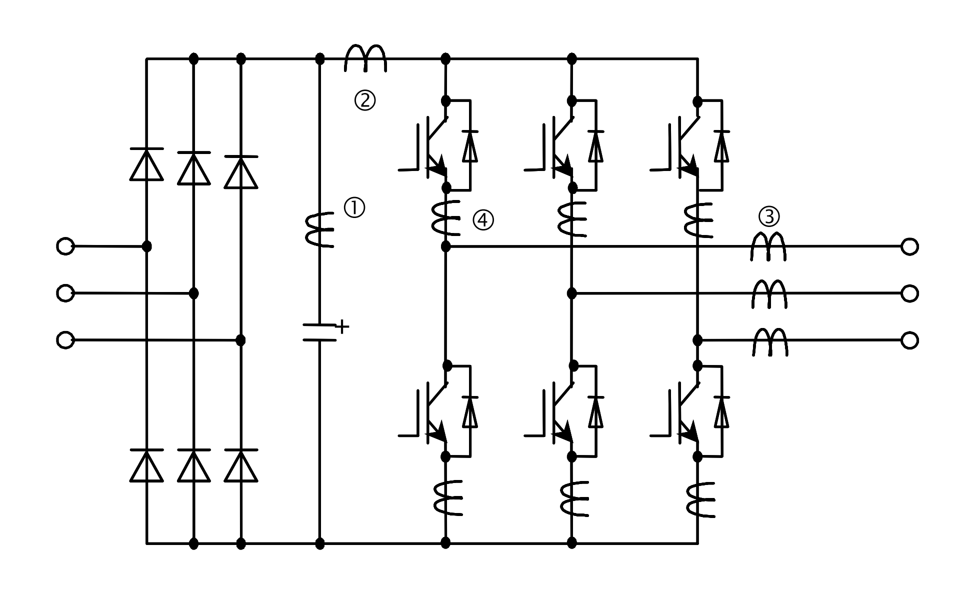
1.3　接地（过电流）的检测方法

1)　通过过电流检测器检测

如前所述，由于需要对 IGBT 进行短时间内的保护，因此请将从检测出过电流到完成关断为止各电路的动作延迟时间设计为最小。

另外，由于 IGBT 的关断时间极短，如果用通常的驱动信号来切断过电流，则集电极的电压上跳变大，IGBT 有可能被过电压破坏（RBSOA 破坏）。因此，建议在切断过电流时，使 IGBT 轻柔地关断（柔性关断）。

图 5-2 表示了过电流检出器的插入方法，表 5-2 对各种方法对应的特征和可以检测出的内容进行了说明。请考虑您需要如何保护电路，选择确切的方法。



检测器的插入位置	检测内容
①、②、④	・支路短路 ・输出短路 ・接地
③	・输出短路 ・接地

图 5-2　过电流检测器的插入方法

表 5-2　过电流检测器的插入位置与检测内容

检测器的插入位置	特征	检测内容
与平滑电容器串联插入 （图 5-2 / ①）	• 可以使用 AC 用 CT • 检测精度低	• 支路短路 • 串联支路短路 • 输出短路 • 接地
变频器的输入端插入 （图 5-2 / ②）	• 需要使用 DC 用 CT • 检测精度低	• 支路短路 • 串联支路短路 • 输出短路 • 接地
变频器的输出端插入 （图 5-2 / ③）	• 高频输出装置上可以使用 AC 用 CT • 检测精度高	• 输出短路 • 接地
与各元件串联插入 （图 5-2 / ④）	• 需要使用 DC 用 CT • 检测精度高	• 支路短路 • 串联支路短路 • 输出短路 • 接地

2)　通过 V_{CE}（sat）检测

该方法能够对表 5-1 中表示的全部短路事故进行保护，由于从检测出过电流到进行保护为止都在驱动电路侧进行，能够做到最高速的保护动作。图 5-3 表示了以 V_{CE}（sat）检测的短路保护电路实例。

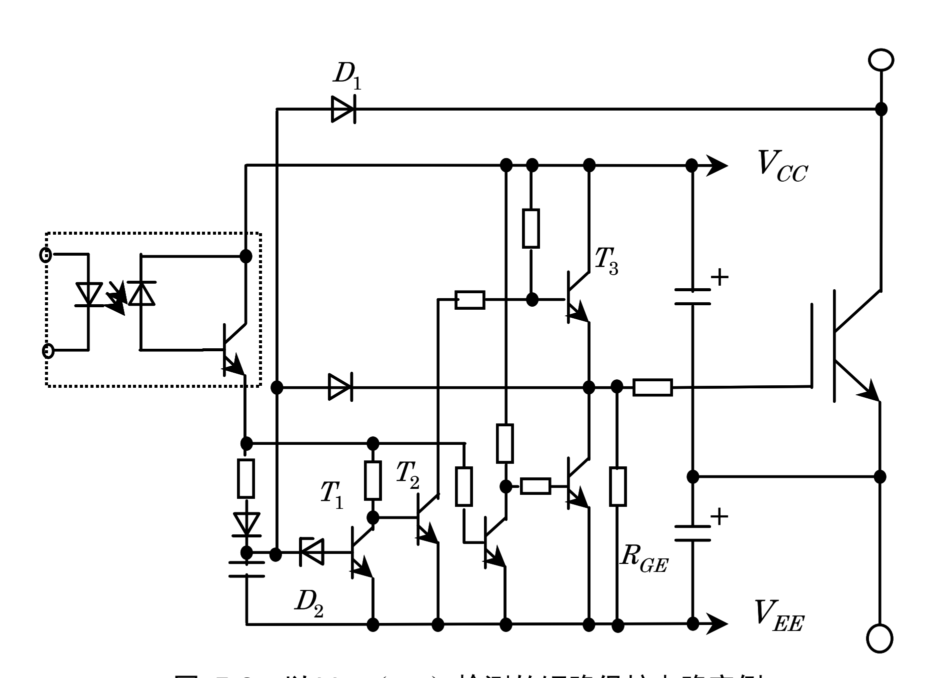
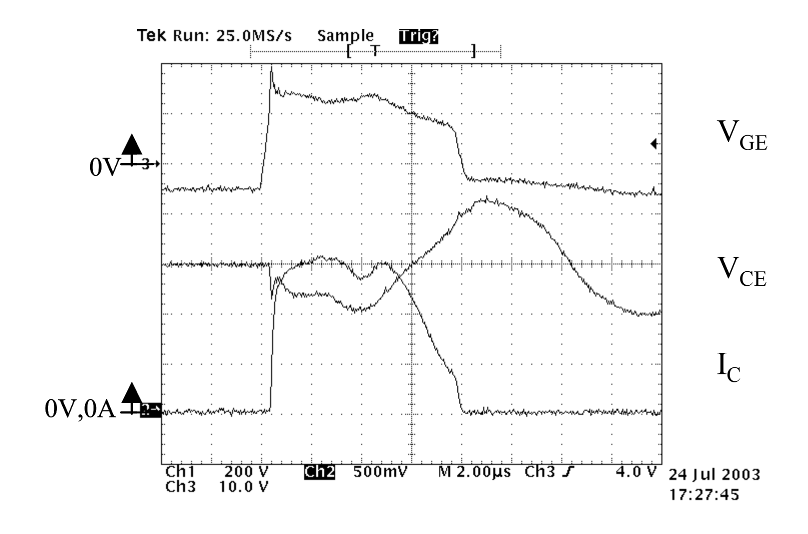


图 5-3　以 V_{CE}（sat）检测的短路保护电路实例

该电路通过 D_1 对 IGBT 的集电极-发射极间电压进行常时监视，当导通的时段中 IGBT 的集电极-发射极间的电压超出 D_2 设定的电压时即作为短路状态被检测出来，则形成 T_1 开通、T_2 关断、T_3 关断的局面。此时，门极存储的电荷通过 R_{GE} 缓慢放电，从而抑制了 IGBT 关断时产生过大的尖峰电压。

本公司的 IGBT 驱动用混合式 IC（型号 EXB840、841）内置了与此相同的短路保护电路，能够实现电路设计的简略化。具体内容在应用手册第 7 章《驱动电路设计方法》中有记载，请参照。图 5-4 表示短路保护动作的波形实例。



2MBI300UD-120

Ed=600V、V_{GE}=+15V、–5V（EXB841）、R_G=3.3Ω、Tj=125°C

V_{CE}=200V/div、I_C=250A、V_{GE}=10V/div、t=2μs/div

图 5-4　短路保护动作的波形实例

2　过电压保护

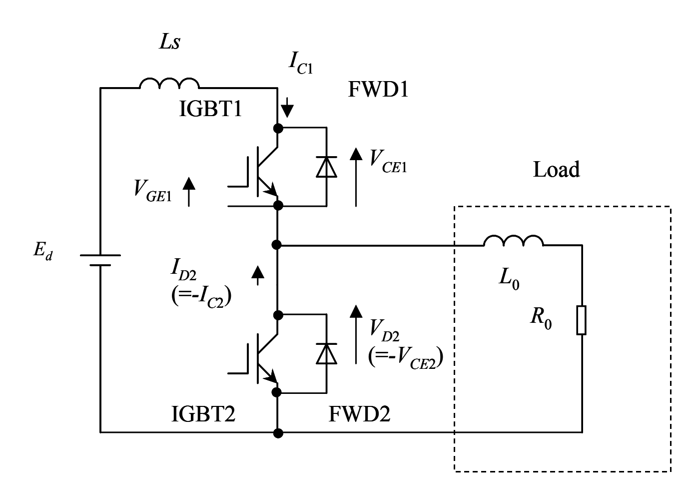
2.1　过电压的发生原因及抑制方法

1)　过电压的发生原因

因为 IGBT 的交换速度很快，IGBT 关断时，或 FWD 反向恢复时会产生很高的 di/dt，由模块周边的配线电感引发 L・（di/dt）电压（关断浪涌电压）。

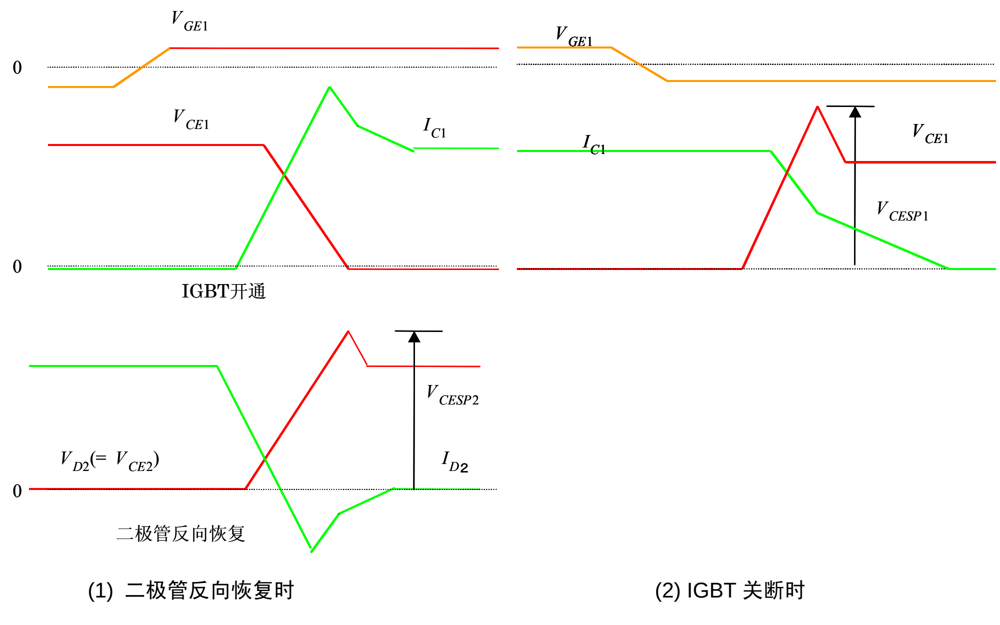
在此，以 IGBT 关断时的电压波形为例，介绍其发生原因和抑制方法，并对具体的电路实例（IGBT、FWD 均可适用）予以说明。

作为以测试关断浪涌电压为目的的简单电路，图 5-5 为斩波电路实例，图 5-6 为 IGBT 关断时的动作波形图。



Ed：直流电源电压、LS：主电路的寄生电感、负荷：L0，R0 等

图 5-5 斩波电路



(1) 二极管反向恢复时　　(2) IGBT 关断时

图 5-6 动作波形

关断浪涌电压是由于 IGBT 关断时主电路电流急剧变化，在主电路的寄生电感上诱发高电压而发生的。关断浪涌电压的峰值可以下式求出：

$$V_{CESP} = Ed + (-L_S \cdot dIc / dt) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad ①$$

dIc/dt：关断时集电极电流变化率的最大值

V_{CESP} 超过 RBSOA 或 V_{CES} 时即导致破坏。

2) 过电压的抑制方法

抑制发生过电压的原因的关断浪涌电压的方法有下列几种：

a. 在 IGBT 中加上保护电路（=缓冲电路），吸收浪涌电压。在缓冲电路的电容器中使用薄膜电容，并配置在 IGBT 附近，使其吸收高频浪涌电压。

b. 调整 IGBT 的驱动电路的-V_{GE}和 R_G，减小 di/dt（请参考第 7 章《驱动电路设计方法》）

c. 尽量将电解电容器配置在 IGBT 的附近，减小配线电感，如果使用低阻抗型的电容器则效果更佳。

d. 为了减低主电路和缓冲电路的配线电感，配线要更粗、更短。在配线中使用铜条。另外进行并列平板配线（分层配线），使配线低电感化将有很大的效果。

2.2　缓冲电路的种类与特征

缓冲电路分为两种：一种是在所有的元件上以 1 对 1 安装缓冲电路的个别缓冲电路，另一种是在直流母线间集中安装的集中式缓冲电路。

1) 个别缓冲电路

作为个别缓冲电路的代表实例，有以下几种缓冲电路。

a） RC 缓冲电路

b） 充放电型 RCD 缓冲电路

c） 放电阻止型 RCD 缓冲电路

表 5-3 表示了各个别缓冲电路的连接图、特征及主要用途。

2) 集中式缓冲电路

作为集中式缓冲电路的代表实例，有以下几种缓冲电路。

a） C 缓冲电路

b） RCD 缓冲电路

最近，以简化缓冲电路为目的，采用集中式缓冲电路的情况正在增多。表 5-4 表示了各集中式缓冲电路的连接图、特征及主要用途，表 5-5 表示使用集中式 C 缓冲电路时的缓冲电容的大致标准，图 5-7 则为缓冲电路关断波形实例。

表 5-3　个别缓冲电路的连接图、特征以及主要用途

缓冲电路连接图	特征（注意事项）	主要用途
RC 缓冲电路	• 对关断浪涌电压抑制效果明显。 • 最适合于斩波电路。 • 应用于大容量 IGBT 时，缓冲电阻必须位于低值，结果使关断时集电极电流增大，IGBT 的负荷加重。 • 由于缓冲电路的损耗很大，因此不适用于高频用途。	焊机、 交换电源
充放电型 RCD 缓冲电路	• 对关断浪涌电压有抑制效果。 • 与 RC 缓冲电路不同，由于外加了缓冲二极管，缓冲电阻值能够变大，能够回避开通时 IGBT 的负担问题。 • 与放电阻止型 RCD 缓冲电路相比，由于缓冲电路中发生的损耗（主要由于缓冲电阻发生的）值非常大，因此不适用于高频交换用途。 • 关于充放电型 RCD 缓冲电路的缓冲电阻所发生的损耗可以通过下式求出。 $P=\frac{L\cdot Io^2\cdot f}{2}+\frac{C_S\cdot Ed^2\cdot f}{2}$ L：主电路的寄生电感 Io：IGBT 关断时的集电极电流 Cs：缓冲电容器电容 Ed：直流电源电压 f：交换频率	
放电阻止型缓冲电路	• 对关断浪涌电压有抑制效果。 • 最适合高频交换用途。 • 缓冲电路中发生的损耗少。 • 关于充放电型 RCD 缓冲电路的缓冲电阻所发生的损耗可以通过下式求出。 $P=\frac{L\cdot Io^2\cdot f}{2}$ L：主电路的寄生电感 Io：IGBT 关断时的集电极电流 f：交换频率	变频器

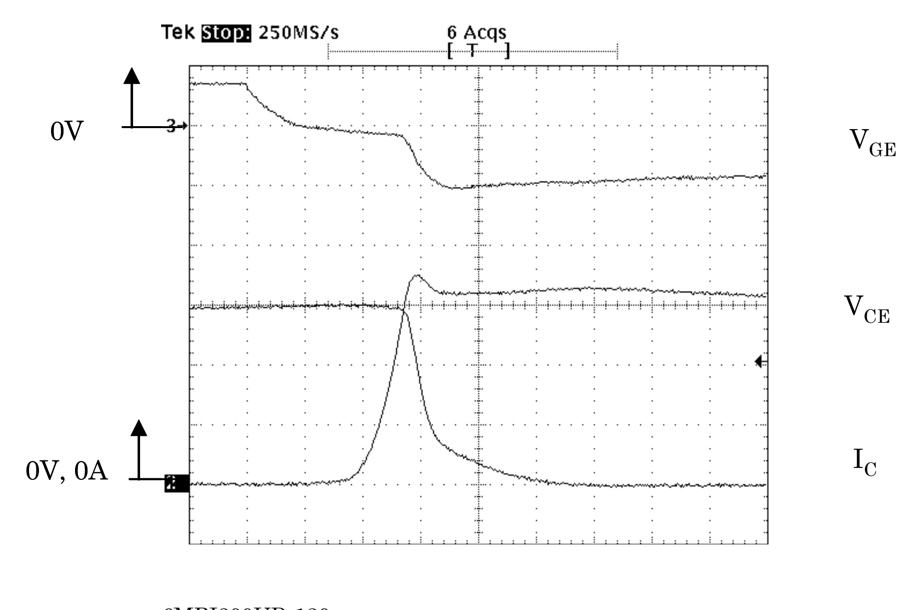
表 5-4　集中式缓冲电路的连接图、特征及主要用途

缓冲电路连接图	特征（注意事项）	主要用途
C 缓冲电路 P N	• 最简易的电路 • 因由主电路电感与缓冲电容器产生 LC 谐振电路，母线电压容易产生振荡	变频器
RCD 缓冲电路 P N	• 如果缓冲二极管选择错误，则会发生高的尖峰电压，或者缓冲二极管的反向恢复时电压可能产生振荡。 • 可以降低母线电压的振荡。母线配线长的情况下效果明显。	变频器

表 5-5　集中式 C 缓冲电容的大致标准

元件额定值	项目	驱动条件[*1] $-V_{GE}$(V)	R_G(Ω)	主电路寄生电感（μH）	缓冲电容 Cs（μF）
600V	50A	≦15	≧68	—	0.47
	75A		≧47		
	100A		≧33		
	150A		≧24	≦0. 2	1.5
	200A		≧16	≦0. 16	2.2
	300A		≧9. 1	≦0. 1	3.3
	400A		≧6. 8	≦0. 08	4.7
1200V	50A	≦15	≧22	—	0.47
	75A		≧9. 1		
	100A		≧5. 6		
	150A		≧4. 7	≦0. 2	1.5
	200A		≧3. 0	≦0. 16	2.2
	300A		≧2. 0	≦0. 1	3.3

*1：表示 U 系列 IGBT 的典型标准门极电阻。



6MBI300UD-120
Ed=600V，V_{GE}=+-15V，I_C=300A, R_G=2.2Ω，Tj=125C，Ls=65nH
V_{CE}：200V/div，I_C：100A/div，V_{GE}：20V/div，t：200ns/div

图 5-7　关断电流、电压波形

2.3　放电阻止型 RCD 缓冲电路的设计方法

下面就作为最合理的 IGBT 的缓冲电路的放电阻止型 RCD 缓冲电路的基本设计方法进行说明。

1)　关于适用与否的研讨

图 5-8 表示应用了放电阻止型 RCD 缓冲电路的关断时的动作轨迹，图 5-9 表示关断时的电流、电压波形。

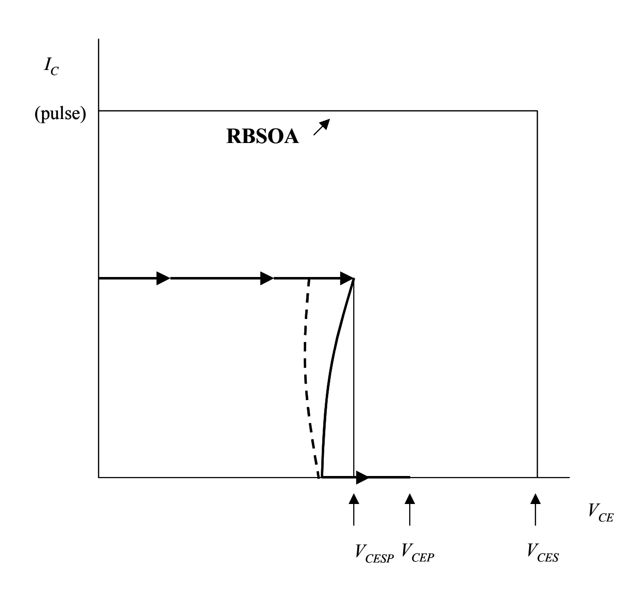


图 5-8　关断时的动作轨迹

放电阻止型 RCD 缓冲电路在 IGBT 中 C-E 间的电压超过直流电源电压时开始动作，它理想的动作轨迹为虚线表示的轨迹。

但是，在实际装置中，由于在缓冲电路的配线电感和缓冲二极管瞬态正向电压下降的影响下，关断时有尖峰电压存在，因此其轨迹如实线所示，右肩处有突起。

为了应用放电阻止型 RCD 缓冲电路，关断时的动作轨迹必须控制在 IGBT 的 RBSOA 区域内。

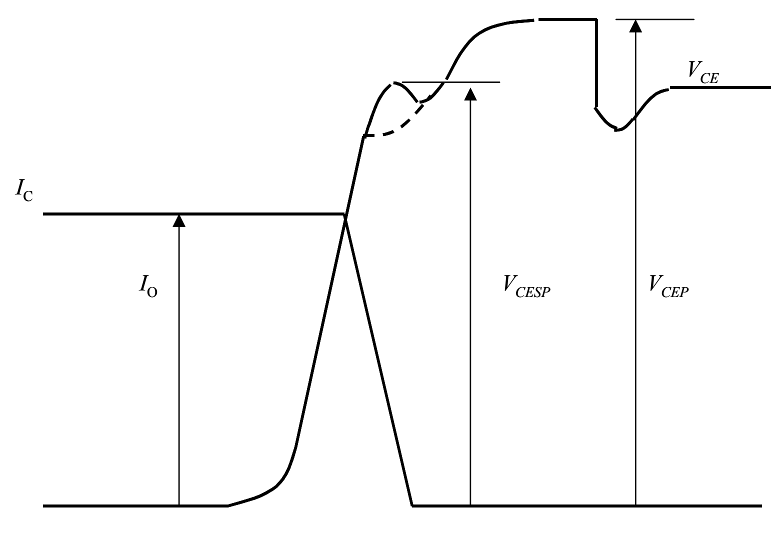


图 5-9　关断时的电流、电压波形

另外，关断时的尖峰电压可以通过下式求出。

$$V_{CESP} = Ed + V_{FM} + (-L_S \cdot dIc / dt) \quad \cdots\cdots ②$$

Ed：直流电源电压

V_{FM}：缓冲二极管瞬态正向电压下降※

Ls：缓冲电路的配线电感

dIc/dt：关断时的集电极电流变化率最大值

※缓冲二极管的一般瞬态正向电压下降的参考值如下所示。

600V 级：20～30V

1200V 级：40～60V

2)　缓冲电容器（Cs）电容值的求法

缓冲电容器需要的电容由下式求出。

$$C_S = \frac{L \cdot Io^2}{(V_{CEP} - Ed)^2} \quad \cdots\cdots ③$$

L：主电路的寄生电感

I_o：IGBT 关断时的集电极电流

V_{CEP}：缓冲电容器电压的最终到达值

Ed：直流电源电压

有必要将 V_{CEP} 控制在 IGBT 的 C-E 间的耐压值以下。

另外，请选择高频特性良好的缓冲电容器（薄膜电容器等）。

3) 缓冲电阻（Rs）值的求法

缓冲电阻要求的机能是在 IGBT 下一次关断动作进行前，将存储在缓冲电容器中的电荷放电。
在 IGBT 进行下一次断开动作前，将存储电荷的 90%放电的条件下，求取缓冲电阻的方法如下：

$$R_S \leqq \frac{1}{2.3 \cdot C_S \cdot f} \quad \cdots\cdots ④$$

f：交换频率

缓冲电阻值如果设定过低，由于缓冲电路的电流振荡，IGBT 开通时的集电极电流峰值也增加，请在满足式④的范围内尽量设定为高值。
缓冲电阻发生的损耗 P（Rs）与电阻值无关，可以由下式求出。

$$P(R_S) = \frac{L \cdot Io^2 \cdot f}{2} \quad \cdots\cdots ⑤$$

4) 缓冲二极管的选定

缓冲二极管的瞬态正向电压下降是关断时发生尖峰电压的原因之一。
另外，一旦缓冲二极管的反向恢复时间加长，高频交换动作时缓冲二极管产生的损耗就变大，缓冲二极管的反向恢复急剧，并且缓冲二极管的反向恢复动作时的 IGBT 的 C-E 间电压急剧地大幅度振荡。

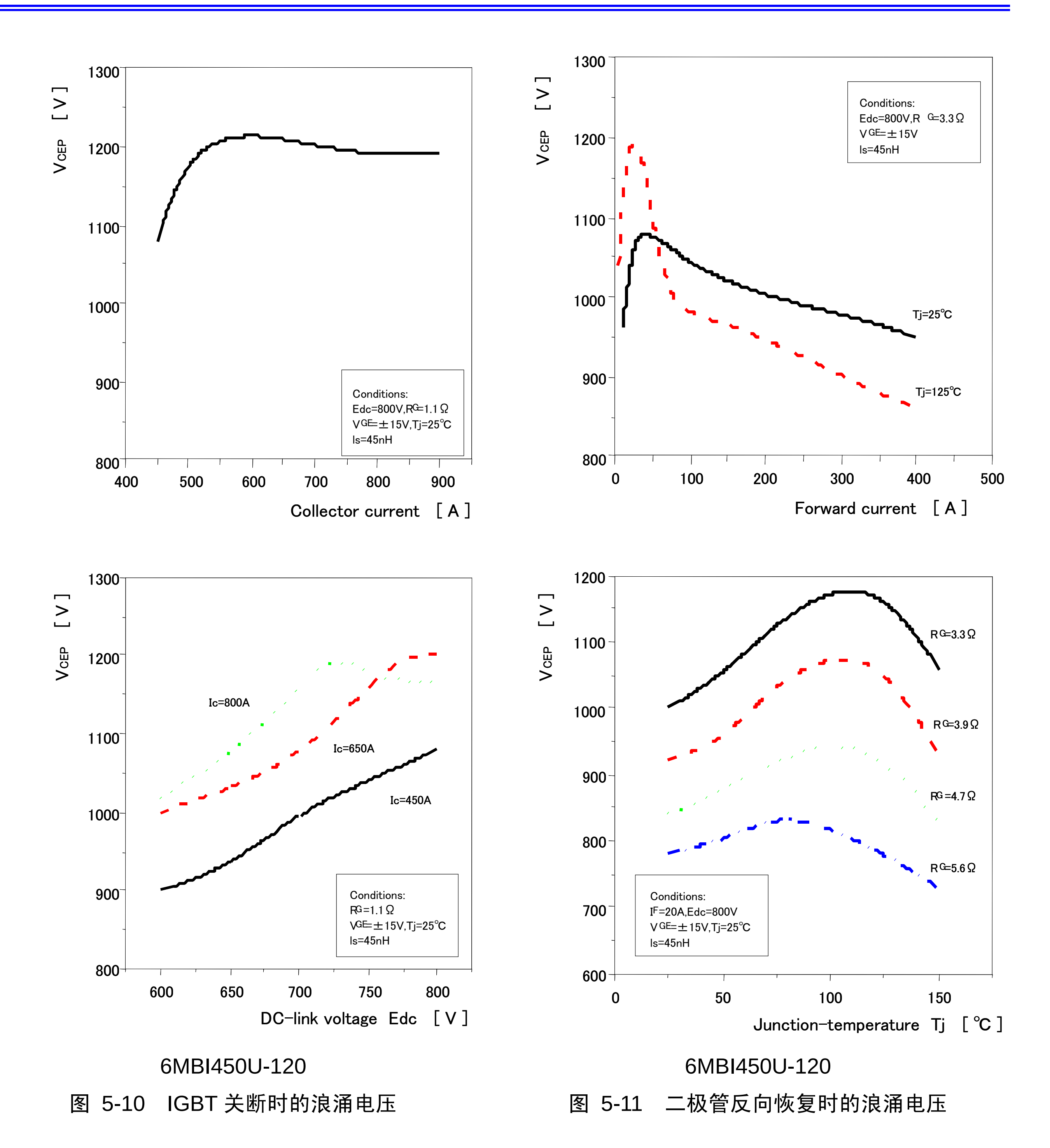
请选择瞬态正向电压低，反向恢复时间短，反向恢复平顺的缓冲二极管。

5) 缓冲电路配线上的注意事项

因缓冲电路的配线产生的电感是发生尖峰电压的原因，请尽量在包括电路部品的配置等方面想方设法降低电感。

2.4　浪涌电压的特性实例

为浪涌电压的实际特性例，图 5-10 表示 U 系列 IGBT 6MBI450U-120 的关断时的浪涌电压特性。一般，集电极电流越多，则关断时的浪涌电压越大。图 5-11 表示 U 系列 IGBT 6MBI450U-120 的 FWD 的反向恢复时的浪涌电压。通常，集电极电流在额定电流的几分之一到几十分之一的低电流范围中，反向恢复时的浪涌电压变大。请在确认全部的动作条件均在 RBSOA 以内或在 V_{CES} 范围内之后再使用。



6MBI450U-120

图 5-10 IGBT 关断时的浪涌电压

6MBI450U-120

图 5-11 二极管反向恢复时的浪涌电压

第 6 章
散热设计方法

目　录

本章对散热设计进行说明。

为了使 IGBT 安全工作，必须确保结温（Tj）不超过 Tj max。当然，不仅在额定负荷的范围内时需要确保，在超负荷等异常情况下，也必须控制在 Tj max 以下。因此，进行热设计时要保证有充分余量。

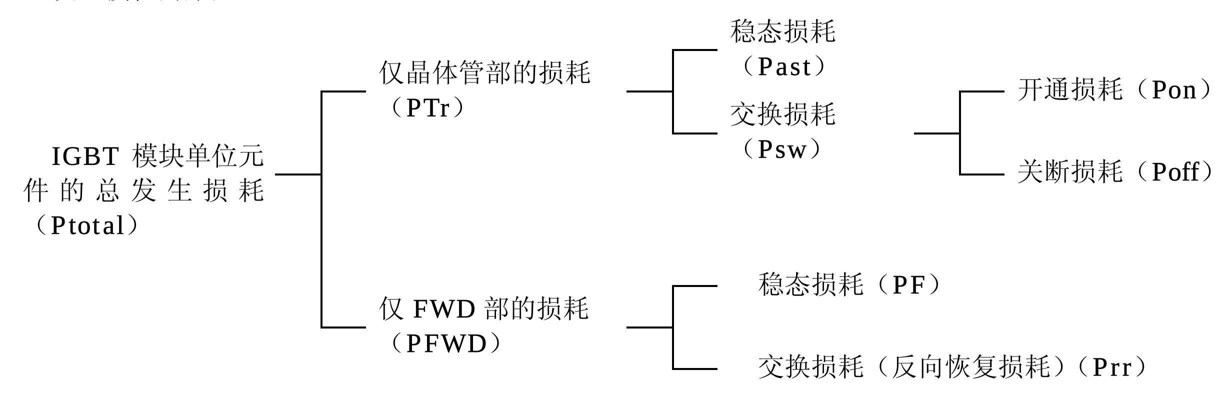




1 发生损耗的计算方法

1.1 关于损耗

IGBT 模块由 IGBT 部和 FWD 部构成，它们各自发生的损耗的合计即为 IGBT 模块整体的发生损耗。另外，发生损耗的情况可分为稳态时和交换时。如对上述内容进行整理可表述如下。



无论 IGBT 部还是 FWD 部的稳态损耗均可通过输出特性计算。同时，交换损耗能通过交换损耗-集电极电流特性计算。根据计算出的发生损耗进行散热设计，保证结温 Tj 不超过设计值。

因此，在此使用的通态电压和交换损耗的值，通常使用结温 Tj 为设计值（推荐 Tj=125℃）时的数据。

这些特性数据均记载在说明书中，请参考。

1.2 使用 DC 斩波器时发生损耗的计算方法

使用 DC 斩波器时，可以将 IGBT 或 FWD 中流过的电流认为是连续的矩形波，从而简单地进行近似计算。图 6-1 即表示近似的 DC 斩波器的波形，集电极电流为 IC 时的饱和电压、交换损耗分别为 V_{CE}(sat)、Eon、Eoff，FWD 正向电流为 I_F 时的通态电压、反向恢复损耗分别为 V_F、Eon、Eoff，发生损耗可如下计算：

IGBT 发生损耗（W）=稳态损耗+开通损耗+关断损耗

$$= \left[t1/t2 \times V_{CE(sat)} \times I_C\right] + \left[fc \times \left(E_{on} + E_{off}\right)\right]$$

FWD 发生损耗（W）=稳态损耗+反向恢复损耗

$$= \left[(1-(t1/t2)) \times I_F \times V_F\right] + \left[fc \times E_{rr}\right]$$

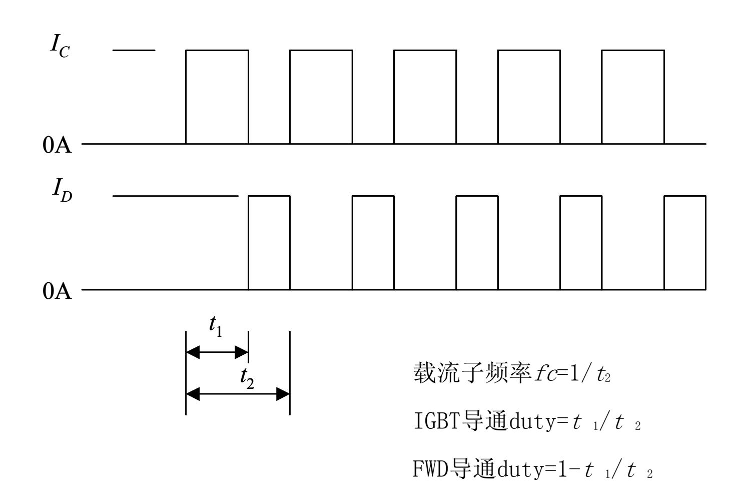


图 6-1　DC 斩波器波形

实际上，直流电源电压和门极电阻值等条件与说明书上记载的内容可能有差异，在这种情况下，可以按照下面的规则进行简略计算。

- 直流电源电压 Ed（Vcc）不同时
  通态电压：不受 Ed（Vcc）影响
  交换损耗：与 Ed(Vcc)成比例

- 门极电阻值不同时
  通态电压：不受门极电阻值影响
  交换损耗：分别与交换时间成比例，取决于门极电阻值

1.3　正弦波 VVVF 变频器应用时发生损耗的计算方法

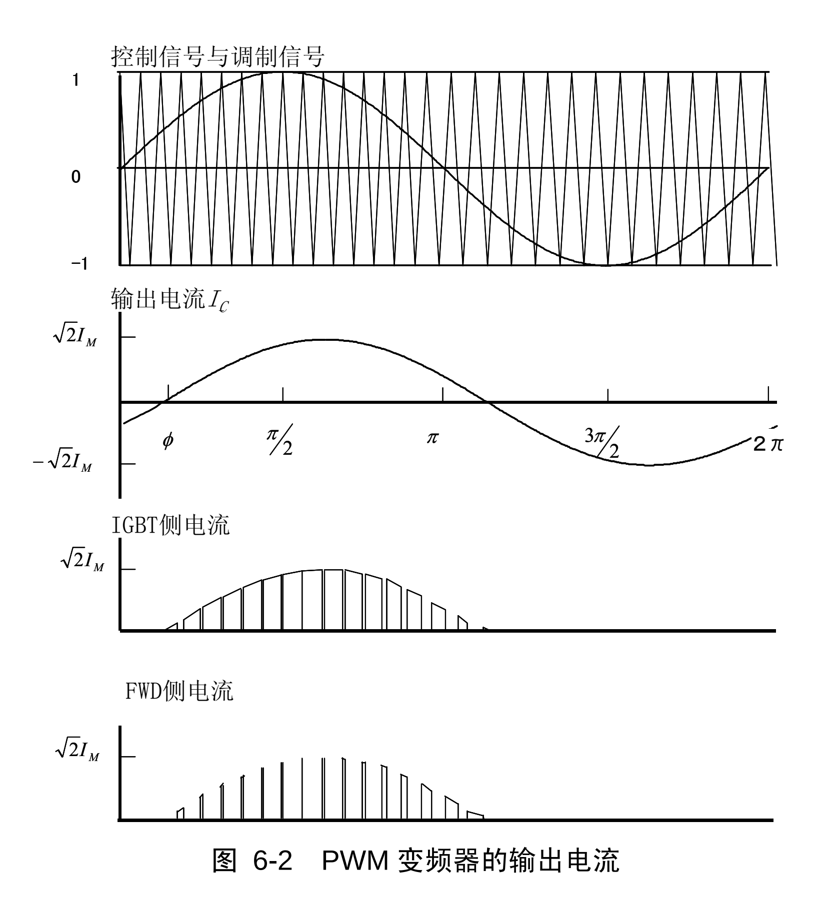


图 6-2　PWM 变频器的输出电流

通过 VVVF 变频器等进行 PWM 控制时，如图 6-2 所示，由于电流值与动作状态始终在变化，因此发生损耗的详细计算需要运用计算机模拟技术等。但是，由于其计算方法过于复杂，在此介绍一下运用近似式进行简略计算的方法。

1)　前提条件

在进行计算时，以下列内容为前提条件。

- 应为正弦波电流输出三相 PWM 控制 VVVF 变频器
- 为通过正弦波、三角波比较的 PWM 控制
- 输出电流为理想的正弦波

2)　稳态损耗（Psat、P_F）的计算方法

IGBT 和 FWD 的输出特性如图 6-3 所示，从说明书的数据可以得出近似值。

因此，稳态损耗为

IGBT 侧的稳态损耗 $\left(P_{sat}\right)=DT\int_0^x I_C V_{CE(sat)}d\theta$

$$=\frac{1}{2}DT\left[\frac{2\sqrt{2}}{\pi}I_M V_O+I_{M^2}R\right]$$

FWD 侧的稳态损耗$\left(P_F\right)=\dfrac{1}{2}DF\left[\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}I_M V_O+I_{M^2}R\right]$

在此，DT、DF：在输出电流半波上的 IGBT 及 FWD 的平均导通率

在输出电流半波上的 IGBT 及 FWD 的平均导通率为如图 6-4 所示的特性。

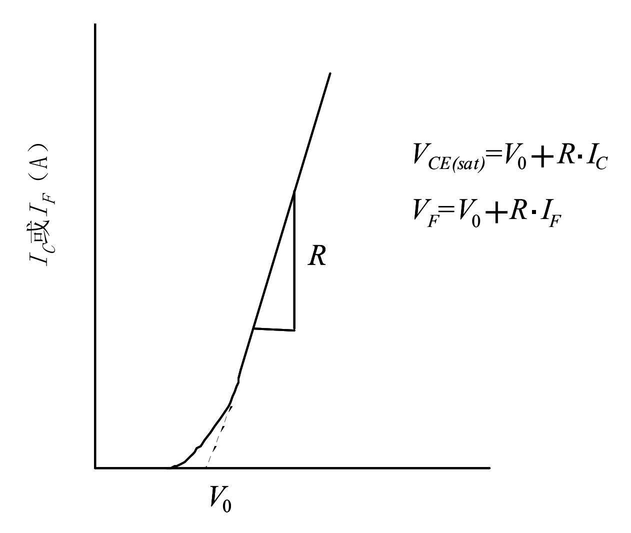


图 6-3　输出特性近似

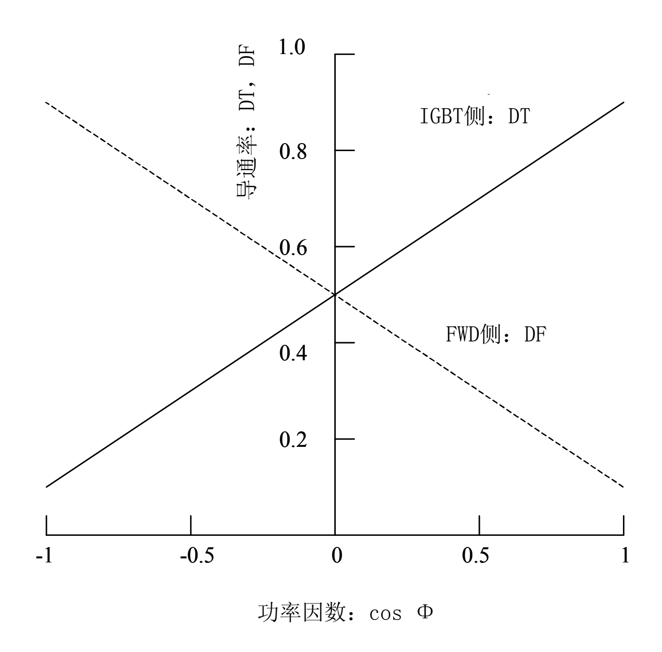


图 6-4　在正弦波 PWM 变频器中功率因数和导通率的关系

3) 交换损耗

交换损耗-I_C特性，如图 6-5 所示，一般以下式作近似计算。

$$E_{on} = E_{on'}\left(I_C / 额定 I_C\right)^a$$
$$E_{off} = E_{off'}\left(I_C / 额定 I_C\right)^b$$
$$E_{rr} = E_{rr'}\left(I_C / 额定 I_C\right)^c$$

a、b、c：乘数

Eon′、Eoff′、Err′：额定 I_C时的 Eon、Eoff、Err 值。

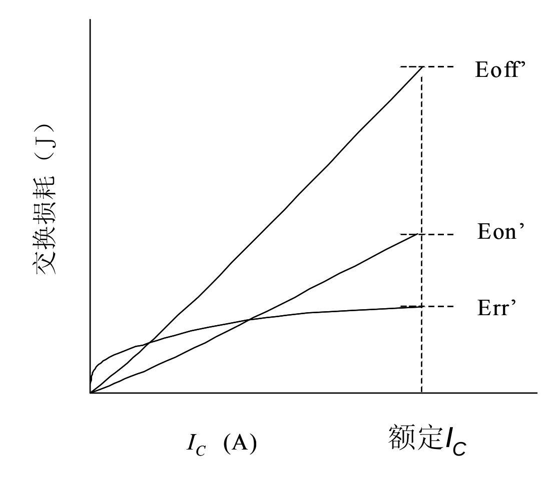
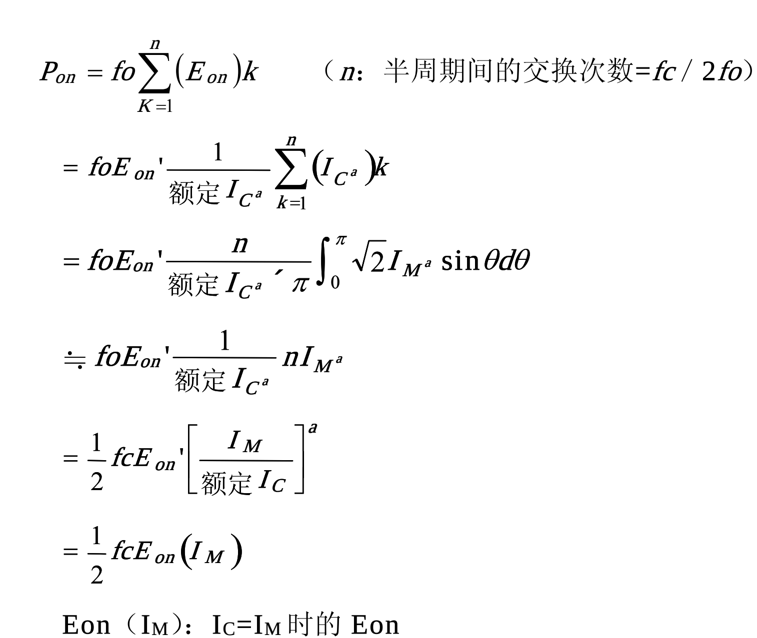


图 6-5　交换损耗的近似

因此，交换损耗如下表示：

・开通损失（Pon）



$$P_{on} = fo\sum_{K=1}^{n}\left(E_{on}\right)k \qquad （n：半周期间的交换次数=fc / 2fo）$$
$$= foE_{on}'\frac{1}{额定 I_{C^a}}\sum_{k=1}^{n}\left(I_{C^a}\right)k$$
$$= foE_{on}'\frac{n}{额定 I_{C^a} ´ \pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}I_{M^a}\sin\theta d\theta$$
$$≒ foE_{on}'\frac{1}{额定 I_{C^a}}nI_{M^a}$$
$$= \frac{1}{2}fcE_{on}'\left[\frac{I_M}{额定 I_C}\right]^a$$
$$= \frac{1}{2}fcE_{on}\left(I_M\right)$$

Eon（I_M）：I_C=I_M时的 Eon

・关断损耗（Poff）

$$P_{off} ≒ \frac{1}{2}fcE_{off}\left(I_M\right)$$

Eoff（I_M）：I_C=I_M时的 Eoff

・FWD 反向恢复损耗（Prr）

$$P_{off} ≒ \frac{1}{2}fcE_{rr}\left(I_M\right)$$

Err（I_M）：I_C=I_M时的 Err

4)　全发生损耗（总发生损耗）

根据 2）和 3）项的计算结果，

IGBT 部发生损耗为：$P_{Tr} = P_{sat} + P_{on} + P_{off}$，

FWD 部发生损耗为：$P_{FWD} = P_F + P_{rr}$

实际上，直流电源电压与门极电阻等与说明书记载的内容可能有差异，与 1.2 项采用同样的思路，可作简略计算。

2　散热器（冷却体）的选定方法

电力用二极管、IGBT、晶体管等功率模块中，电极部和安装基板多数情况下被绝缘，由于在一个散热器上可以安装多个元件使用，所以实际安装时既容易，又可以实现紧凑配线。为了让这些元件能够安全地工作，工作时需要使各元件产生的损耗（热）高效散发，因此选择散热器起了关键性作用。以下阐述选定散热器的基本思路。

2.1　稳态的热方程式

半导体的热传导可以将它变换为电路予以解释。这里考虑仅将 IGBT 模块安装到散热器上的情形。此时，就热量而言，可以转换为如图 6-6 所示的等效电路。

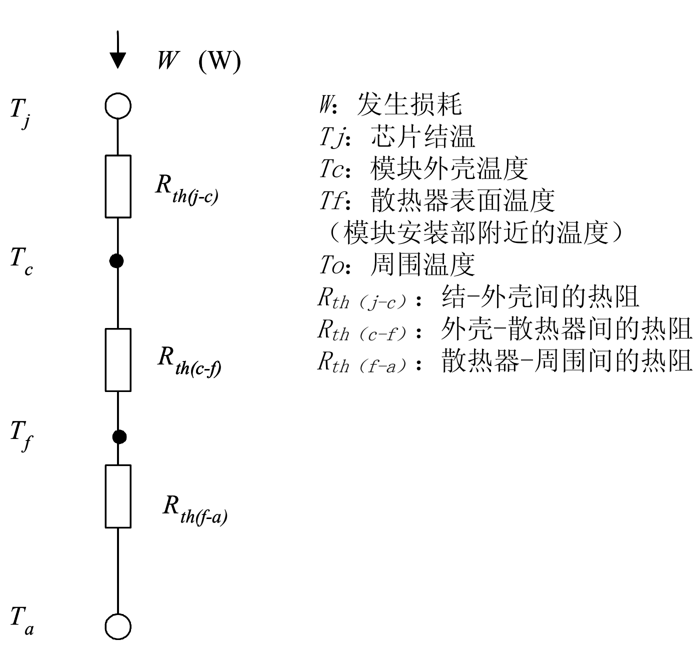


图 6-6　热阻的等效电路

通过上述的等效电路，结温（Tj）可以由下列热方程式求得。

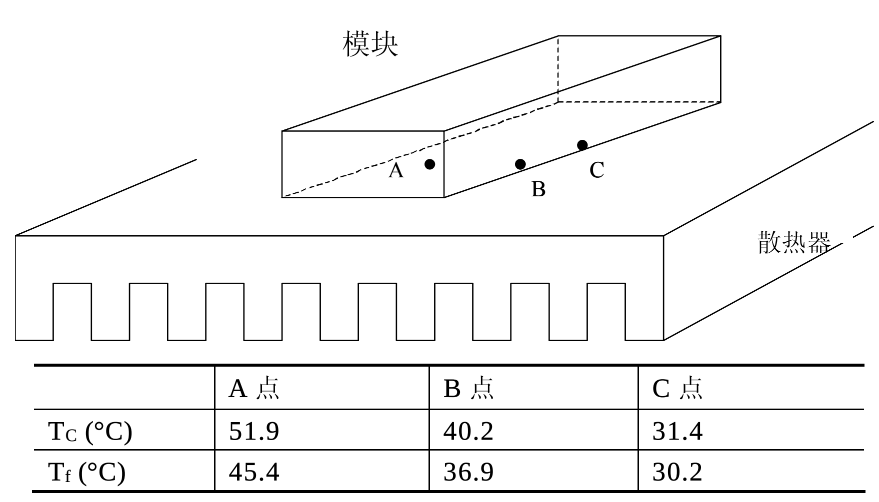
$$Tj = W \times \{Rth(j-c) + Rth(c-f) + Rth(f-a)\} + Ta$$

但是，这里所说的外壳温度 T_c 和散热器温度 T_f 是如图 6-13 所表示位置的温度。如图 6-7 所示，此外各点的温度都测定时均低于实际值，并且由于它受散热器散热性能的制约，设计时有必要注意。
下面，安装 IGBT（2 元件模块）时的等效电路实例以图 6-8 表示。此时，热方程式为：

$$Tj(d) = Wd \times [Rth(j-c)d + Rth(c-f)d] + [(Wd + 2WT + 2WD) \times Rth(f-a)] + Ta$$
$$Tj(T) = WT \times Rth(j-c)T + [(WT + WD) \times Rth(c-f)T] + [(Wd + 2WT + 2WD) \times Rth(f-a)] + Ta$$
$$Tj(D) = WD \times Rth(j-c)D + [(WT + WD) \times Rth(c-f)T] + [(Wd + 2WT + 2WD) \times Rth(f-a)] + Ta$$

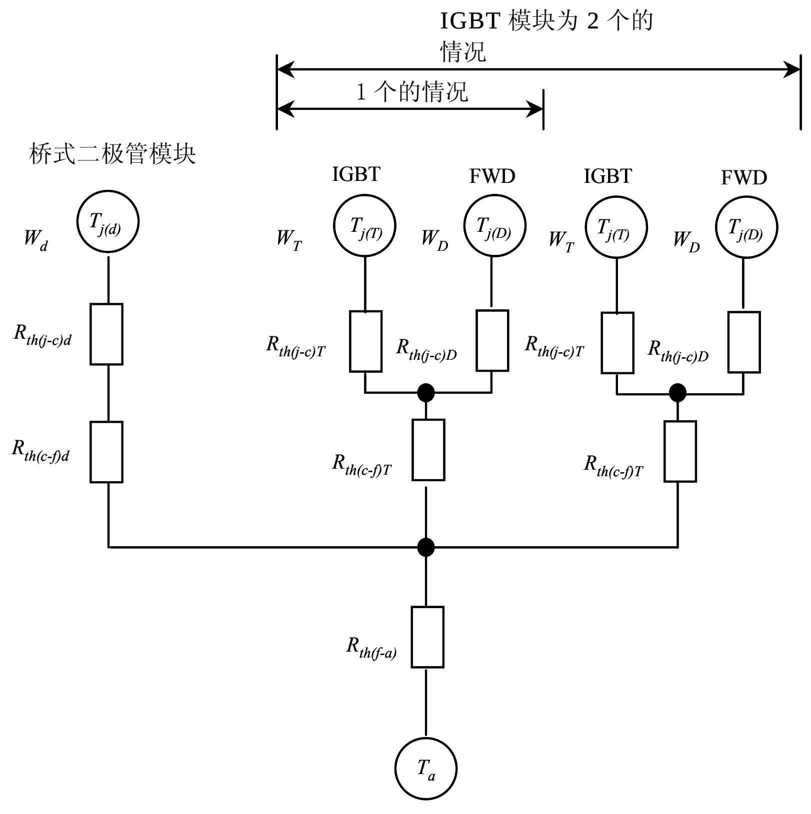
根据这些公式，请在确认 Tj 未超出 Tj max 的条件下选择散热器。

A：模块的背面的芯片正下方
B：距模块背面A点14mm的点
C：距模块背面A点24mm的点



	A 点	B 点	C 点
T_C (°C)	51.9	40.2	31.4
T_f (°C)	45.4	36.9	30.2

图 6-7　外壳温度测定实例



W_d、$T_{j(d)}$、$R_{th(\,)d}$：桥式二极管（1 个模块）

W_T、$T_{j(T)}$、$R_{th(\,)T}$：IGBT（各元件）

W_D、$T_{j(D)}$、$R_{th(\,)D}$：FWD（各元件）

图 6-8　热阻的等效电路实例

2.2 瞬态的热方程式

一般情况下，虽然如前面所述，从平均发生的损耗考虑稳态的 Tj 已经足够，但实际上每次反复交换产生的损耗是脉冲状态的，因此形成了如图 6-10 所示的温度脉动。这种情况下，将发生的损耗看作一定周期与一定的峰值形成的连续矩形波脉冲，使用说明书中记载的如图 6-9 所示的瞬态热阻曲线，能够近似计算出温度脉动的峰值（Tjp）。

也请在确认该 Tjp 没有超过 Tj max 的条件下选定散热器。

$$Tjp - T_C = P \times \left[R(\infty) \times \frac{t1}{t2} + \left(1 - \frac{t1}{t2}\right) \times R(t1 + t2) - R(t2) + R(t1) \right]$$

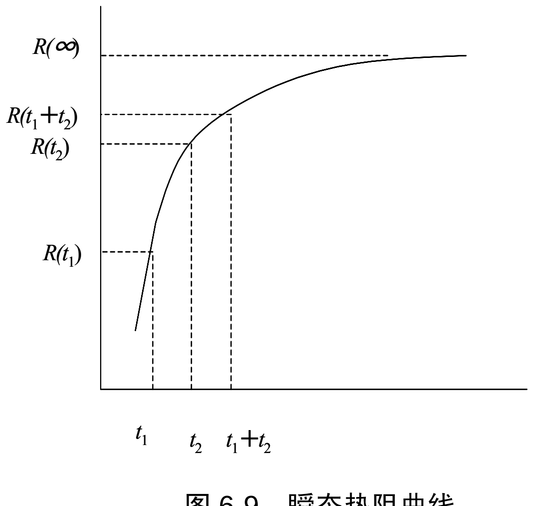


图 6-9 瞬态热阻曲线

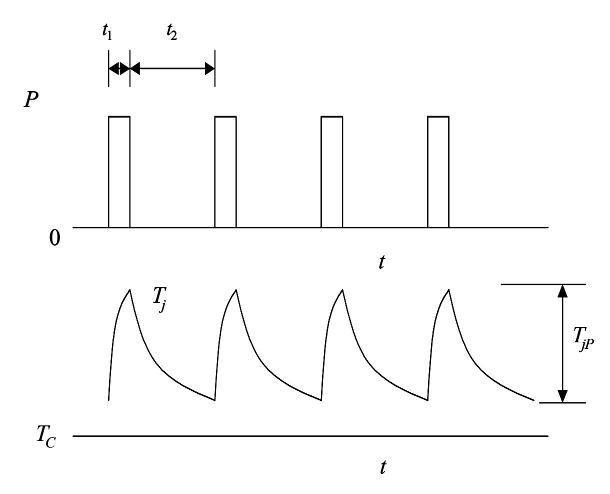


图 6-10 温度脉动

3 IGBT 模块的安装方法

3.1 安装在散热器上

热阻根据 IGBT 模块的安装位置而变化，请注意以下几点：

- 1 个 IGBT 模块安装在散热器上时，如果安装在散热器中心，则热阻变成最小。
- 在同一个散热器上安装多个 IGBT 模块时，请在考虑各 IGBT 模块发生的损耗情况的基础上，决定安装的位置。对发生大损耗的 IGBT 模块，请给予大面积。

3.2 散热器表面的处

关于安装 IGBT 模块的散热器的表面处理，螺钉位置间的平面度控制在 100μm 以内，表面粗糙度控制在 10μm 以下。散热器表面如有凹陷，会导致接触热阻（Rth（c-f））的增加。

另外，散热器表面的平面度在上述范围以外时，IGBT 模块安装时（夹紧时）会给 IGBT 模块内部的芯片与位于金属基板间的绝缘基板增加应力，有可能产生绝缘破坏。

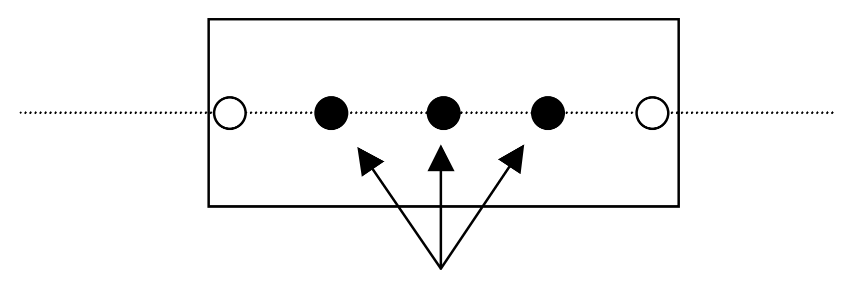
3.3　散热绝缘混合剂的涂敷

为了使接触热阻变小，推荐在散热器与 IGBT 模块的安装面之间涂敷散热绝缘混合剂。涂敷散热绝缘混合剂时，在散热器或 IGBT 模块的金属基板面上请如图 6-11 涂敷。随着 IGBT 模块与散热器通过螺钉夹紧，散热绝缘混合剂就散开，使 IGBT 模块与散热器均一接触。

推荐散热绝缘混合剂的一个实例用表 6-1 表示。

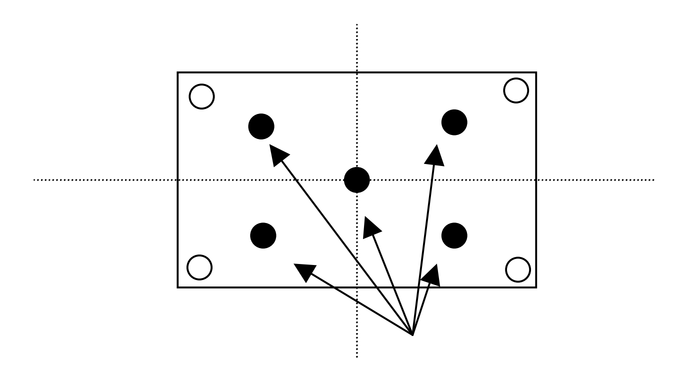
表 6-1　散热绝缘混合剂的实例

型号名称	制造商
G746	Shin-Etsu Chemical
SC102	Dow Corning Toray Silicone
YG6260	GE Toshiba Silicones



散热绝缘混合剂约 0.5g

(1)　2 点安装型模块



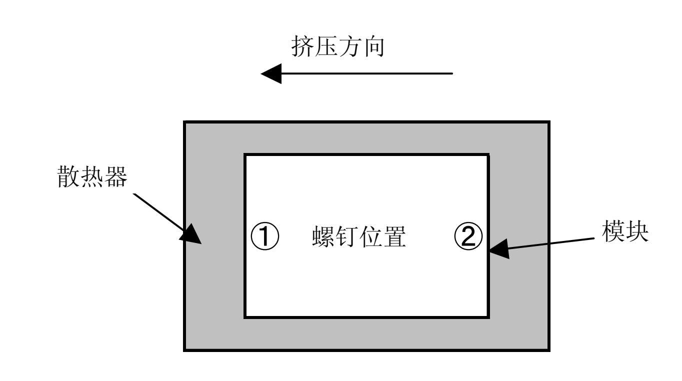
散热绝缘混合剂约 0.5g

(2)　4 点安装型模块

图 6-11　散热绝缘混合剂的涂敷方法

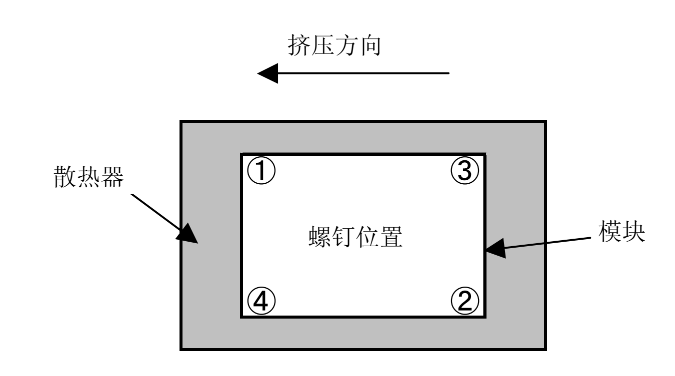
3.4　夹紧方法

IGBT 模块安装时，螺钉的夹紧方法如图 6-12 所示。另外，螺钉请以推荐的夹紧力矩范围予以夹紧。
推荐的力矩在说明书中有记载，请另行参考。如果该力矩不足，可能使接触热阻变大，或在动作中产生松动。反之，如果力矩过大，可能引起外壳破坏。



	力矩	顺序
第一次（预紧）	规程的 1/3 的力矩	①→②
第二次（正式紧固）	规程的力矩	②→①

（1）2 点安装型模块



	力矩	顺序
第一次（预紧）	规程的 1/3 的力矩	①→②→③→④
第二次（正式紧固）	规程的力矩	④→③→②→①

（2）4 点安装型模块

图 6-12　IGBT 模块的安装方法

3.5　IGBT 模块的安装方向

将 IGBT 模块安装在由挤压模制作的散热器上时，如图 6-12 所示，建议 IGBT 模块的安装与散热器挤压方向平行。这是为了减小散热器变形的影响。

3.6　温度的验证

选定散热器、决定了 IGBT 模块的安装位置后，请测定各部的温度，确认 IGBT 模块的结温（Tj）未超出额定值或设计值。

另外，图 6-13 表示了外壳温度（Tc）的正确测定方法的实例。

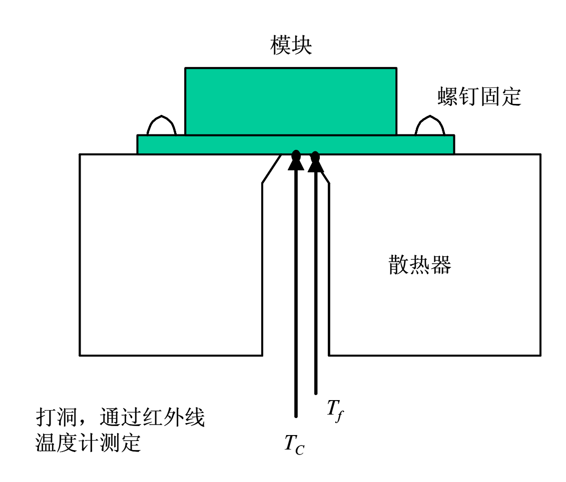


图 6-13　外壳温度测定实例

第 7 章
门极驱动电路设计方法

目　　录

本章中对 IGBT 的门极驱动电路的设计手法进行说明。





1　驱动条件和主要特性的关系

表 7-1 表述了 IGBT 的驱动条件与主要特性的关系。由于 IGBT 的主要特性是随 V_{GE}、R_G 变化的，需要配合装置的设计目标进行设定。

表 7-1　IGBT 的驱动条件与主要特性

主要特性	$+V_{GE}$ 上升	$-V_{GE}$ 上升	R_G 上升
$V_{CE(sat)}$	减小	—	—
t_{on} E_{on}	减小	—	增加
t_{off} E_{off}	—	减小	增加
开通浪涌电压	增加	—	减小
关断浪涌电压	—	增加	减小
dv/dt 误触发	增加	减小	减小
电流限制值	增加	—	减小
短路最大耐受量	降低	—	增加(减小)[*1]
放射杂波	增加	—	减小

*1：　在 N 系列 IGBT 中内置有过电流限制电路。这种情况下，对于 R_G 的上升，短路最大耐受量也增加。

1.1　门极正偏压电压：$+V_{GE}$（导通期间）

门极正偏压电压 $+V_{GE}$ 的推荐值为+15V，下面说明 $+V_{GE}$ 设计时应注意的事项。

(1) 请将 $+V_{GE}$ 设计在 G-E 间最大额定电压 V_{GES}=±20V max.的范围内。

(2) 电源电压的变动推荐在±10%范围内。

(3) 导通期间的 C-E 间饱和电压（$V_{CE(sat)}$）随 $+V_{GE}$ 变化，$+V_{GE}$ 越高饱和电压越低。

(4) $+V_{GE}$ 越高，开通交换时的时间和损耗越小。

(5) $+V_{GE}$ 越高，开通时（FWD 反向恢复时）的对置支路越容易产生浪涌电压。

(6) 即使是在 IGBT 断开的时间段内，由于 FWD 的反向恢复时的 dv/dt 会发生误动作，形成脉冲状的集电极电流，从而产生不必要的发热。这种现象被称为 dv/dt 误触发，$+V_{GE}$ 越高越容易发生。

(7) 在 U 系列的 IGBT 的情况下，$+V_{GE}$ 越高，短路电流值越高。

(8) $+V_{GE}$ 越高，短路最大耐受量越小。

1.2　门极反偏压电压：$-V_{GE}$（阻断期间）

门极反偏压电压 $-V_{GE}$ 的推荐值为-5V 到-15V。下面说明 $-V_{GE}$ 设计时应注意的事项。

(1) 请将 V_{GE} 设计在 G-E 间最大额定电压 V_{GES}=±20V max.的范围内。

(2) 电源电压的变动推荐在±10%范围内。

(3) IGBT 的关断特性依存于 $-V_{GE}$，特别是集电极电流开始关断部分的特性在很大程度上依存于 $-V_{GE}$。因此，$-V_{GE}$ 越大，关断交换时的时间和损耗越小。

(4) dv/dt 误触发在$-V_{GE}$小的情况下也有发生，所以至少要设定在-5V 以上。尤其是门极配线长的情况下要注意。

1.3 门极电阻：R_G

门极电阻 R_G 的数值，在说明书中用测定交换特性时的标准门极电阻值表示。请将该值当做门极电阻 R_G 的大致标准。以下说明 R_G 设计时应注意的事项。

(1) 交换特性在开通和关断时均依存于 R_G，R_G 越大，交换时间和交换损耗就越大，但交换时的浪涌电压变小。

(2) dv/dt 误触发在 R_G 较大时变得不太容易发生。

(3) 虽然 N 系列的 IGBT 的 R_G 越大，短路最大耐受量会增加，但由于电流限制值减少，因此，必须注意将装置的过电流跳闸水平设定在该限制值以下。当 R_G 为标准门极电阻值（Tj=25℃）时，电流限制最小值为额定电流值的 2 倍左右。

请在注意以上依存性的前提下，选定最适合的门极驱动条件。

2　关于驱动电流

IGBT 具有 MOS 门极构造，在交换时为了对该门极进行充放电，需要门极电流（驱动电流）从中流过。图 7-1 表示门极充电电荷量的特性。门极充电电荷量特性表示驱动 IGBT 所必要的电荷量，在计算平均驱动电流和驱动电力时使用。图 7-2 表示驱动电路的原理图和电压电流波形。驱动电路的原理是通过开关 S1、S2 交替转换正偏压电源和反偏压电源，转换时对门极充放电的电流为驱动电流，图 7-2 中以电流波形所表示的面积（斜线部分)与图 7-1 中的充放电电荷量相等。

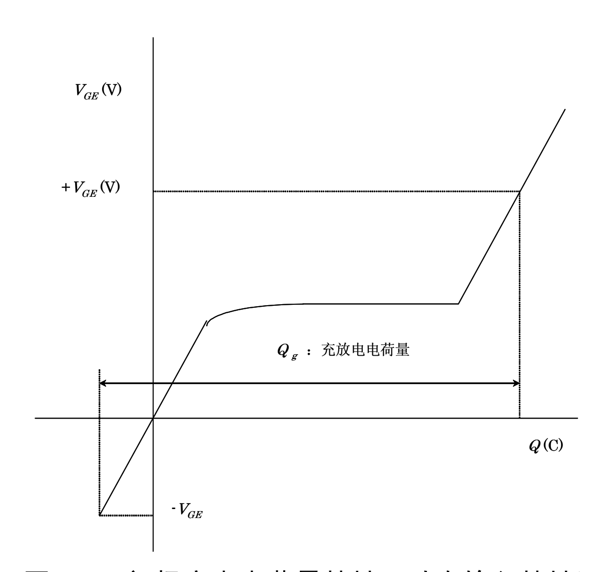


图 7-1　门极充电电荷量特性（动态输入特性）

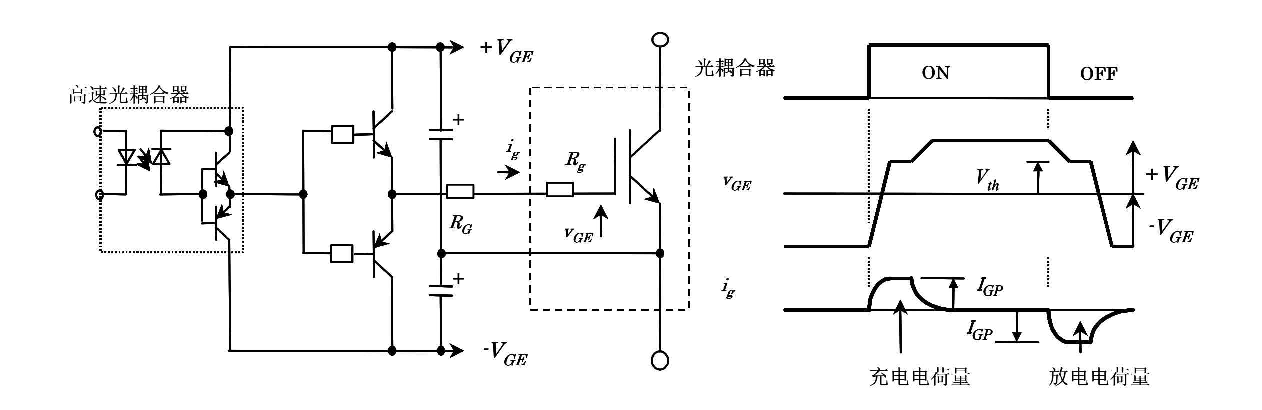


图 7-2　驱动电路原理图以及电压电流波形

驱动电流的峰值 I_{GP} 可由以下近似式求取。

$$I_{GP} = \frac{+V_{GE} + \left|-V_{GE}\right|}{R_G + R_g}$$

$+V_{GE}$：正偏压电源电压

$-V_{GE}$：反偏压电源电压

R_G：驱动电路的门极电阻

R_g：模块内部的门极电阻

表 7-2 所示为 U 系列 IGBT 模块内部门极电阻的一例。

表 7-2　U 系列 IGBT 模块内部的门极电阻值

元件耐压(V)	电流额定值(V)	内部门极电阻值 Rg　(Ω)
600V	～200A	0 (无)
	300A、400A	2.5
	600A	1.7
1200V	～50A	0 (无)
	75A ～ 150A	5
	150A ～ 300A	2.5
	225A ～ 450A	2 个一组 1.7
	600A、800A	0.63

从门极充电电荷量的特性（在说明书中分别以各种型号记载）的 0V 开始上升部分的斜度大体上与输入电容 C_{ies} 等效，而反偏压领域可以作为这个部分的延长考虑。因此，驱动电流的平均值 I_G，如图 7-1 所示，可利用门极充电电荷量特性作下述计算。

$$+I_G = -I_G = fc \times \left(Q_g + C_{ies} \times \left|-V_{GE}\right|\right)$$

fc：　载流子频率

Q_g：　从 OV 到 $+V_{GE}$ 为止的充电电荷量

C_{ies}：　IGBT 的输入电容

因此，设计时要保证驱动电路的输出段上能流过由这些近似式计算得出的电流 I_{GP} 以及$\pm I_G$。
另外，如驱动电路的发生损耗均由门极电阻予以消耗，为了驱动 IGBT 所需要的驱动电力 Pd 可由下式表示。

$$Pd(on) = fc \cdot \left(\frac{1}{2} Q_g \left| +V_{GE} \right| + \frac{1}{2} C_{ies} \left| -V_{GE} \right|^2 \right)$$

$$Pd(off) = Pd(on)$$

$$\begin{aligned} Pd &= Pd(off) + Pd(on) \\ &= fc \cdot \left(Q_g \left| +V_{GE} \right| + C_{ies} \left| -V_{GE} \right|^2 \right) \end{aligned}$$

因此，需要根据该近似公式计算出发生损耗，并选择能容许该发生损耗的门极电阻。

请根据上述内容，设计能够提供驱动电流和驱动电力的驱动电路。

3　空载时间的设定

在变频电路等中，为了防止上下支路的短路，需要在开通、关断切换时机上设定空载时间。如图 7-3 所示，在空载时间中，上下支路均变成“关断”状态。空载时间原则上要设定为比 IGBT 的交换时间（t_{off} max.）长。IGBT 模块的空载时间通常设定在 3μs 以上。
另外，由于加大 R_G 会使交换时间变长，因此空载时间也有必要加长。此外，还必须考虑其他驱动条件和元件本身的特性、温度特性等（如果达到高温，t_{off} 也就变长）。
当空载时间偏短时，由上下支路短路时发生的短路电流引起的发热，可能导致元件破坏，请充分注意。

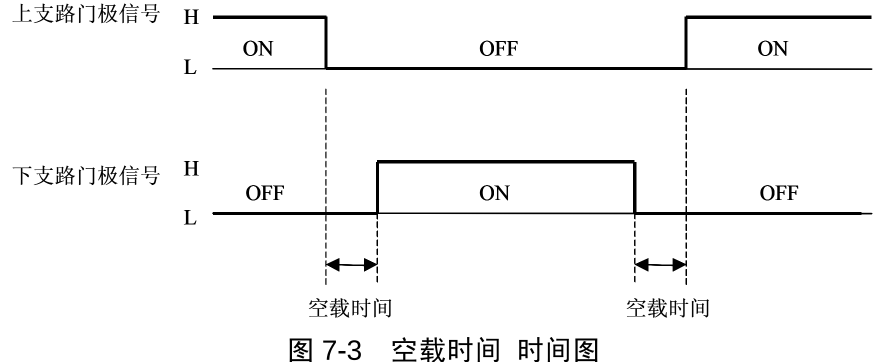
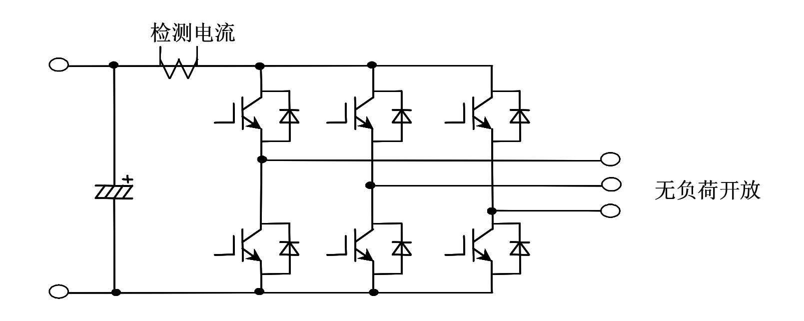


图 7-3　空载时间 时间图



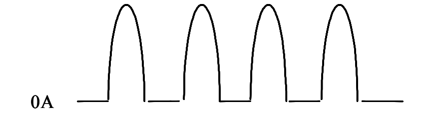


图 7-4　由空载时间不足引起短路电流的检测方法

有一种可以判断空载时间的设定是否合理的方法是确认无负荷时直流电源线的电流。
如图 7-4 的三相变频器的情况下，将变频的输出（U.V.W）成为开放状态，施加通常的输入信号，测定 DC 线的电流。
即使空载时间充分，会有微小的脉冲状电流（经元件密勒电容而流过的 dv/dt 电流：通常为额定电流的 5% 左右）通过，如果空载时间不足，将会有更大的短路电流通过。这种情况下，请将空载时间延长到短路电流消失为止。由于温度越高，关断时间会变长，推荐该试验在高温状态下实施。
另外，即使反偏压电压-V_{GE} 不足，短路电流也增加。在即使空载时间增加而短路电流也不减少的情况下，请增加反偏压电压-V_{GE}。推荐反偏压电压-V_{GE}≧5V。

4　驱动电路的具体实例

在变频电路等中，IGBT 与控制电路间必须有电绝缘。如下所示为用于这种用途的驱动电路实例。
图 7-5 为使用高速光耦合器的驱动电路。通过使用光耦合器，使输入信号与元件绝缘。另外由于光耦合器对输出脉冲宽度没有制约，因此这种驱动电路适用于如 PWM 控制等脉冲宽度在大范围内变化的用途，现在使用最为广泛。

另外，通过安装 2 个门极电阻，能够分别设定开通和关断的特性。

富士电机电子设备技术，运用了表 7-3 所示的光耦合器的驱动电路，作为混合式 IC 已产品化。
该混合式 IC 能够单电源驱动，另外由于它内置了短路事故检测机能和柔性断开电路，能够在短路事故中切实地保护 IGBT。详细内容请参考混合式 IC 的应用手册。

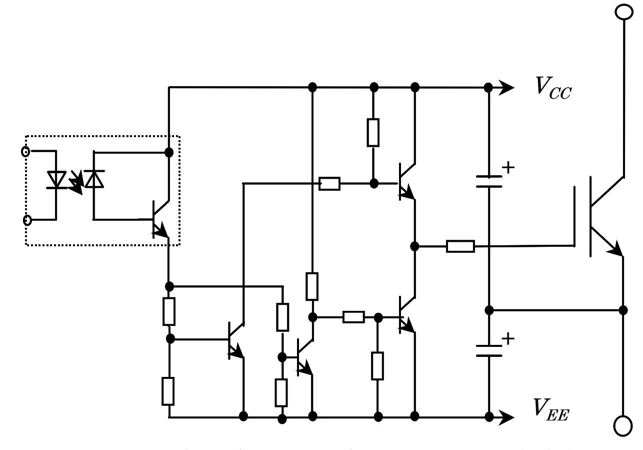


图 7-5　使用高速光耦合器的驱动电路实例

此外，还有在信号隔离上使用脉冲变压器的驱动方法。该方法由于能同时从信号端提供信号和门极驱动电力，从而可使电路简略化。但是，由于有开通/（关断+开通）时间比例最大为 50%、无法设定反偏压的制约，因交换频率和控制方式等因素它的用途受到限制。

表 7-3　IGBT 驱动用混合式 IC

对象 IGBT ＼ 对应的混合式 IC	600V 级 ～150A 1200V 级 ～75A	600V 级 200A～400A 1200V 级 100A～300A
中速型	EXB850	EXB851
高速型	EXB840	EXB841

中速型：驱动电路的信号传递延迟：4μs max.
高速型：驱动电路的信号传递延迟：1.5μs max.

5　驱动电路设计、实际安装的注意事项

5.1　关于光耦合器的杂波耐受量

由于 IGBT 是高速交换元件，因此在驱动电路中使用的光耦合器需要选用杂波耐受量大的类型（如：HCPL4504）。另外，为了避免误动作，光耦合器的初级侧和次级侧的配线不能交叉。另外，为了充分发挥 IGBT 的高速交换性能，推荐使用信号传递延迟时间短的光耦合器。

5.2　关于驱动电路与 IGBT 间的配线

在驱动电路和 IGBT 间的配线长的情况下，门极信号的振荡和感应杂波会导致 IGBT 误动作。作为对策，有图 7-6 所示的方法。

(1) 驱动配线要尽量短，门极配线和发射极配线要紧密拧成一体（扭转状配线）。
(2) 增大 R_G，但是请注意交换时间、交换损耗。
(3) 门极配线和 IGBT 的主电路配线要尽量远离，布局时两者要正交（使相互间不受感应）。
(4) 不要和其他相的门极配线绑扎在一起。

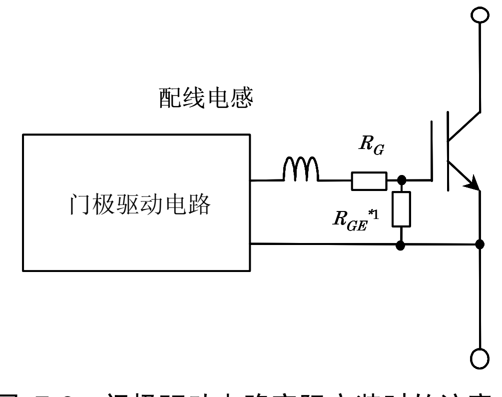


图 7-6　门极驱动电路实际安装时的注意点

*1　关于 R_{GE}：
在门极电路不良或门极电路完全未动作的状态（门极开放状态）时，在主电路上外加电压时，IGBT 可能破坏。为了防止这种破坏，推荐在 G-E 间连接 10kΩ 左右的电阻 R_{GE}。

关于电源投入：
对于电源投入，请先投入门极电路电源，使其完全动作后，再投入主电路电源。

5.3　关于门极过电压保护

IGBT 与其他的 MOS 型元件同样，需要在实施了充分的静电对策的环境下使用。另外由于 G-E 间最大的额定电压为±20V，因此如果外加的电压有可能超出该电压时，如图 7-7 所示，需要在 G-E 间连接齐纳二极管等保护措施。

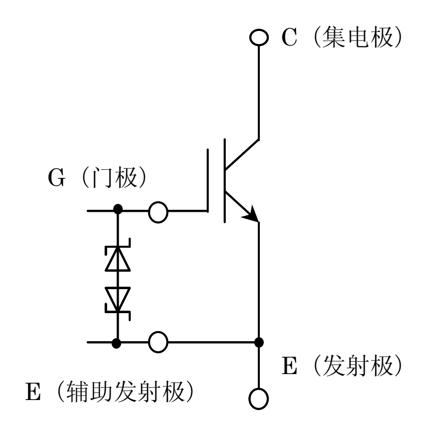


图 7-7　G-E 间过电压保护电路实例

第 8 章
并联连接

目　　录

本章中对 IGBT 并联连接时电流分配的阻碍原因和并联连接时的注意事项进行说明。





1　电流分配的阻碍原因

1.1　导通状态下电流不均衡的原因

导通状态下电流不均衡的原因有下面 2 种。

(1)　$V_{CE(sat)}$ 的不均性。

(2)　主电路配线电阻的不均性。

1)　$V_{CE(sat)}$ 的不均性造成电流的不均衡

如图 8-1 所示，因并联连接的 IGBT 的输出特性的差异，发生电流不均衡。

图 8-1 中的 Q1 和 Q2 输出特性，可以近似于

$$V_{CEQ1} = V_{01} + r_1 \times I_{C1}$$
$$r_1 = V_1 / (I_{C1} - I_{C2})$$
$$V_{CEQ2} = V_{02} + r_2 \times I_{C2}$$
$$r_2 = V_2 / (I_{C1} - I_{C2})$$

因此，Q1+Q2 的并联连接电路中流过 I_{Ctotal}（$=I_{C1}+I_{C2}$）的集电极电流时的 IGBT 集电极电流为

$$I_{C1} = (V_{02} - V_{01} + r_2 \times I_{Ctotal}) / (r_1 + r_2)$$
$$I_{C2} = (V_{01} - V_{02} + r_1 \times I_{Ctotal}) / (r_1 + r_2)$$

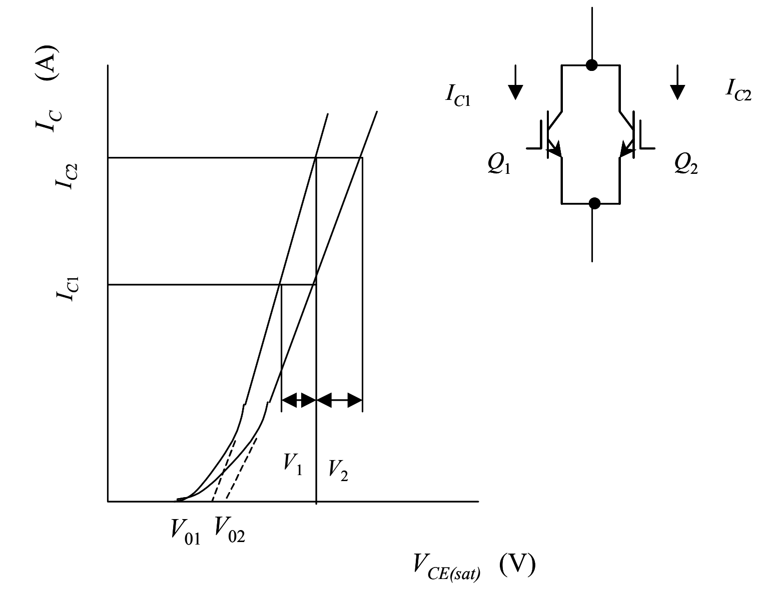


图 8-1　$V_{CE(sat)}$ 的组合实例

$V_{CE(sat)}$ 是发生电流不均衡的重要原因。因此，为了得到良好的电流分配，需要将 $V_{CE(sat)}$ 不均性小的元件组合起来。

2)　主电路配线中电阻部分的不均性

图 8-2 中表示主电路配线的电阻部分对电流分配带来的影响。与集电极侧的电阻部分比较，发射极侧的电阻部分上的这种影响更大，因此对集电极侧的电阻部分予以省略后进行考虑。

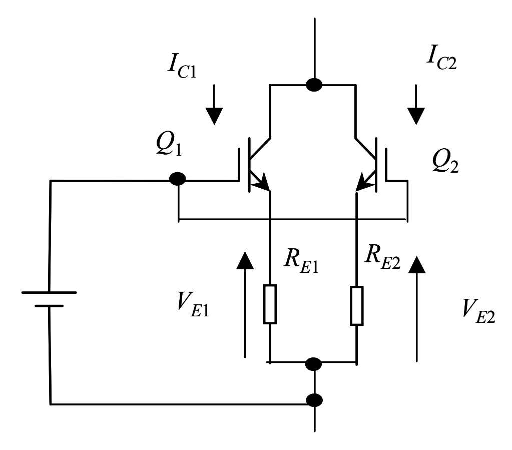


图 8-2　主电路配线电阻部分的影响

主电路配线中有电阻部分时，由于 IGBT 的输出特性趋势变得等效性平缓，因此，集电极电流减少。另外，该电阻部分由于有集电极电流流过，产生电位差，实际的门极-发射极间的电压变小（V_{GE}=V-VE），IGBT 的输出特性产生变化，集电极电流减少。因此，如果 $R_{E1}>R_{E2}$，由于 Q_1 的输出特性的倾斜变缓，形成 $I_{C1}<I_{C2}$，产生电流分配不均衡。

为了降低这种不平衡，集电极侧的配线需要尽量缩短并均等化。

1.2　开通、关断时的电流不均衡原因

开通、关断时的电流不均衡原因有元件特性不均性和主电路配线电感不均性 2 种。

1)　元件特性的不均性

由于 IGBT 交换时的电流不均衡基本上可认为是导通状态的电流不均衡，因此控制了导通状态下的电流不均衡，就能同时控制交换时的电流不均衡。

2)　主电路配线电感不均性

主电路配线电感不均性对电流分配有影响的与先前说明的电阻部分的情况相同，可以将图 8-2 中的电阻换作电感来考虑。IGBT 进行交换时，由于集电极电流变化剧烈，在电感的两端产生电压。由于这种电压的极性是倾向于阻碍交换工作的，这样就使交换时间增加。因此，电感不齐的情况下交换时间会产生偏差，使电流集中在某个元件上。为了降低这种不平衡，发射极侧的配线需要尽量缩短，并且分别均等化。

2　并联连接方法

2.1　配线方法

并联连接时理想的配线方法是“均一并且最短”。从装置的量产化观点来看，很难完全满足这个要求。
因此，需要尽可能向接近理想化方向下工夫，为此，有以下基本的注意事项。

1)　驱动电路配线

IGBT 模块在并联连接时，受门极电路配线的电感和 IGBT 的输入电容的影响，门极电压上升时有时会产生寄生振荡，为了防止这种振荡，要在 IGBT 各门极上串联门极电阻。
如上节所述，驱动电路的发射极配线被连接在与主电路不同的位置时，并联连接的元件的瞬态性电流分配（特别是开通时）变得不均衡。然而，IGBT 模块中设置了驱动电路使用的辅助发射极端子，只要使用这个端子，驱动配线便能够均等配线，能够抑制由驱动电路的配线方法引起的瞬态性电流不均衡。另外，从元件引出的配线应从中央部伸出，紧密拧成一体，尽量远离主电路配线，布局时注意避免相互受到感应。

2) 主电路配线

如上节所述，当主电路配线的电阻部分和电感部分不均等的时候，并联连接的元件的电流分配会产生不均衡。另外，如果主电路配线的电感部分大，IGBT 关断时的浪涌电压将变大（详细内容请参照第 5 章《保护电路设计方法》）。因此，为了减低配线的电感和平衡各 IGBT 模块的温度，应考虑将并联连接的 IGBT 模块尽可能紧密地配置，配线要尽可能均等化。

另外，将集电极和发射极的伸出线从中央部位伸出，为避免相互感应，伸出线不要与集电极和发射极的配线平行配线。

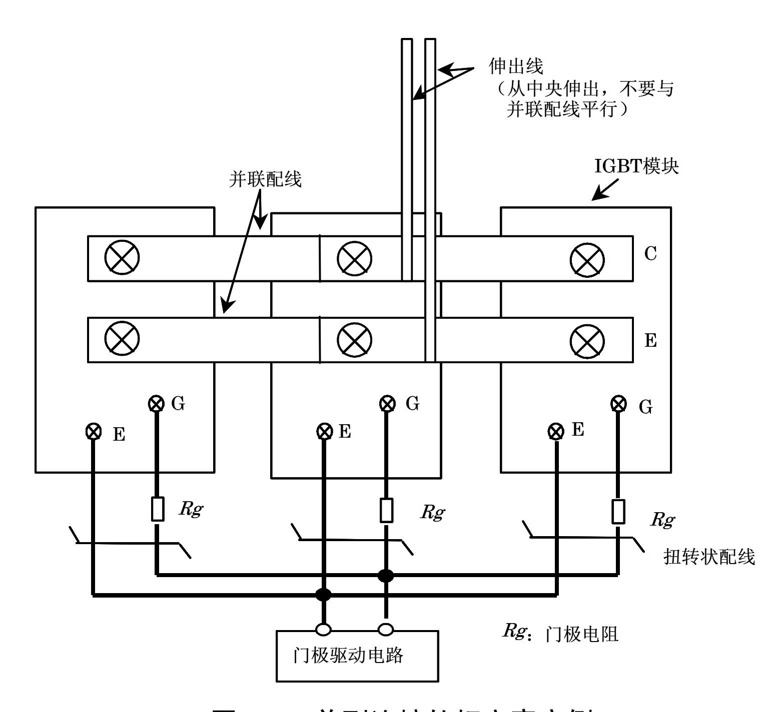


图 8-3　并列连接的好方案实例

2. 2　元件特性和电流分配的关系

正如前文所述，可以说 $V_{CE(sat)}$ 的不均性是元件本身的特性影响电流分配的因素。

n 个元件并联连接时，如果设可以流过的最大电流集中流过 1 个元件的情况作为最坏的条件，则：

$$\sum I = I_{C(\max)}\left[1+(n-1)\frac{\left(1-\dfrac{\alpha}{100}\right)}{\left(1+\dfrac{\alpha}{100}\right)}\right]$$

在此，可以表示为：

$$\alpha = \left[\frac{I_{C1}}{I_{C(ave)}}-1\right]\times 100$$

在此，$I_{C\,(max)}$ 表示元件额定值、RBSOA 或发生损耗所容许的每个元件的最大电流。由于发生损耗根据使用条件（交换频率、驱动条件、散热条件、缓冲条件等）的不同而有差异，需要特别注意。发生的损耗的详细说明请参照第 6 章《散热设计方法》。

比如：α=16%、$I_{C\,(max)}$ =200A、n=4 时，可计算出 ΣI=634.4，设计时，并联连接的全电流不要超过该 ΣI。请注意即使 n=4，也不是单纯地 ΣI=200×4=800A。

图 8-4 表示 $V_{CE\,(sat)}$ 的不均性和电流分配的不均衡的关系。U 系列 IGBT 如图 8-5 所示，由于其输出特性的温度系数为正特性，因此与 N 系列的 IGBT 相比，电流不平衡率 α 变小了。

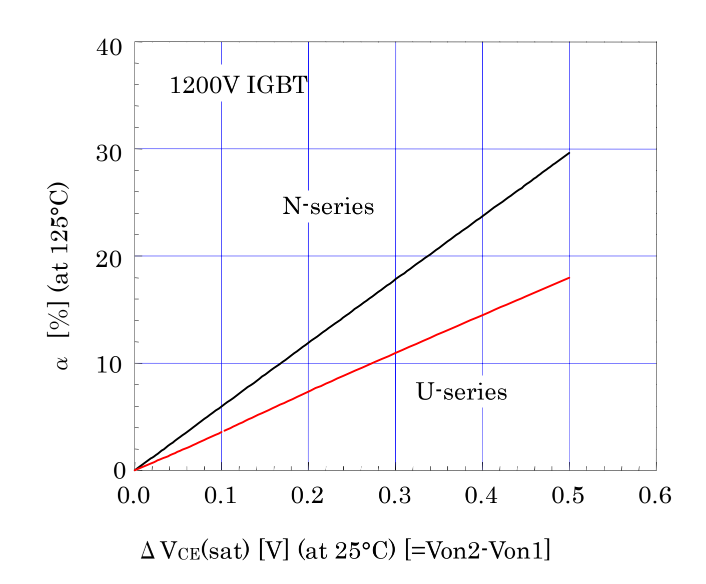


图 8-4 $V_{CE\,(sat)}$ 的不均性和电流负担

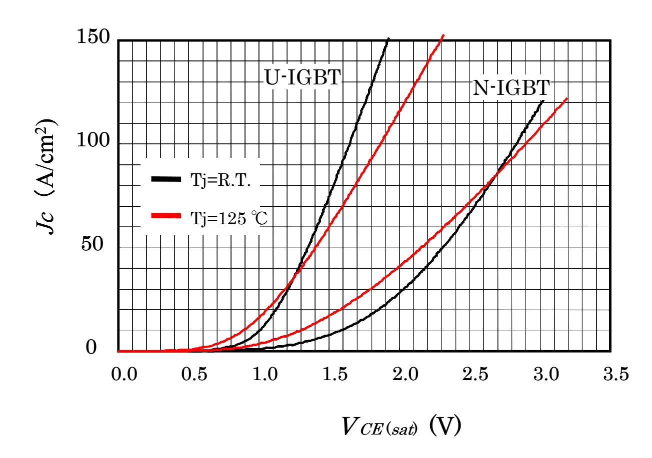


图 8-5 输出特性比较

第 9 章
评价、测定方法

目　　录

本章中对 IGBT 模块的特性评价方法和电压、电流的测定方法进行说明。

1 适用范围

本章中，对适用于交换频率：几 kHz～100kHz，装置容量：几百 VA 以上的功率电子产品的 IGBT 模块的特性评价方法和电压、电流等的测定方法进行说明。

2 评价、测定方法

2.1 评价、测定方法的概要

在功率电子应用装置的开发或试验阶段中，有必要在实际安装于装置上的状态，进行电力用半导体元件的特性评价以及元件负荷的测定等。

评价项目和测定方法的概要用表 9-1 表示。

表 9-1　评价项目和测定方法的概要

No.	评价项目	测定量	测定方法	测定器械实例
1	绝缘耐压	电压	先将元件的电极部短路，在导电部和装置的构架间外加电压。	耐压试验器
2	元件的耐压		将门极-发射极间短路，集电极-发射极间外加电压。 ※如果外加电压有可能超出电路上所连接的机器的额定值，请先将其开放后再进行电压外加。	波形记录器 （576 型 Sony Tektronix）
3	饱和电压		对工作时的饱和电压的测定是在集电极-发射极间接入电压钳制电路，使示波器内置放大器不饱和，从而进行测定。 ※静态特性通过波形记录器或脉冲 hFE 测试仪进行测试。	示波器
4	关断时的跳跃电压	电压	直接测定门极、发射极各自与元件的端子间的电压。	示波器
5	交换时间	电压 电流	分别按照交换时间的定义，测试所需要的电流、电压波形。	示波器 电流探测器
6	电流分配 （并联使用时）	电流	用工具和计测用变流器测定各个元件的电流。	示波器 电流探测器
7	交换损耗	电压 电流	将交换动作时元件中所流过的电流与元件的端子间外加的电压的瞬间值的乘积得出电功率，并对此以所定的时间进行积分，求出每次交换时发生的损耗。 (1) 以电压、电流波形为基础进行计算。 (2) 也有使用具有演算机能的测定器的方法。	示波器 同上 7854型 2430A型
8	动作轨迹		通过在电流-电压图表上标出交换动作时元件中流过的电流和元件的端子间外加的电压得出。	有 X-Y 表示机能的示波器
9	外壳温度	温度	测定 IGBT 下的铜基板的温度。 ※一般的铜基板温度为第 3 章中所提到的要点值。	热电偶温度计
10	结温		利用 IGBT（比如说饱和电压）所具有的温度依存性，先制作结温和元件特性的校正曲线，再测定实际动作中的元件特性，从而推定结温。 ※还有直接使用红外热摄像仪直接测定结温的方法。	红外热摄像仪

2.2　电压的测定

IGBT 工作时的电压测定，很容易受到由大幅度的高速交换引起的杂波的影响，请特别注意。

1)　测定器与校正

与作为测定对象的电压值一样，它的波形也很重要。通常，测定器使用示波器，测定电压使用电压探测器。一旦改变示波器和探测器的组合，探测器/示波器的电压分割元件 RC 的时间常数就发生变化。因此，在使用探测器之前，必须利用示波器的校正输出、电压，在全频率区域内进行探测补偿，使其衰减程度一致。

进行适当的灵敏度设定（一般在显示屏上 3～4div 振幅），将输入耦合设定为 DC 后进行测定。此时，如果探测器的调整用电容和示波器的输入电容不相适应，将无法进行调整，因此请在选择探测器时注意。

另外，关于示波器和探测器的选定方法请参考 2.5、2.6 项。

2)　饱和电压的测定

与一般使用 IGBT 的电路电压在较高的数百 V 左右相比，饱和电压为数 V 左右的低值。另一方面，示波器的显像管大小有限，为了使饱和电压能够精确读出而一旦提高电压灵敏度，则由于示波器内部的增幅器饱和等影响，可能显示与实际不同的波形。

因此，交换动作中的 IGBT 饱和电压，不能通过直接用示波器测定元件的集电极—发射极间的电压的方法得出。

在此，要测定饱和电压，可以如图 9-1 中所示的外加电压钳制电路的方法。

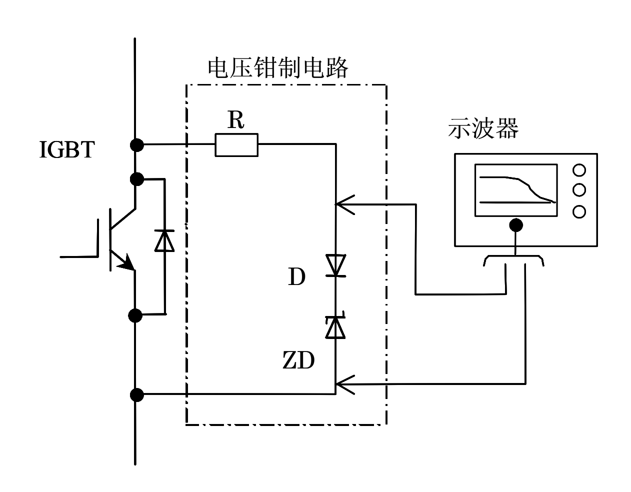


图 9-1　动作时的饱和电压的测定方法。

图 9-1 中，稳压二极管 ZD 是用来限制 IGBT 断开时的高电压的，通常使用 10V 以下的齐纳电压的二极管。R 为用于限制电流的电阻，IGBT 关断时，电路中的电压几乎全部加在该电阻上，因此需要比较大容量的电阻器。

二极管 D 为了防止稳压二极管 ZD 的结电容中积聚的电荷放电，并防止因结电容和电流限制电阻形成滤波器。

3)　浪涌电压的测定（集电极-发射极间电压的测定）

IGBT 虽然有交换速度快的优点，但是另一方面，关断时电流变化率 *di/dt* 很大，诱发应用装置主电路配线电感 *Is* 的电压值也变大，该电压加上直流电路的电压，形成尖峰状的电压外加在元件上。需要确认该电压对于

元件的最大额定值有充分余量。

浪涌电压虽然是通过示波器测定出元件的端子间的电压，然后直接读出显像管上的数值而得到的，但是测定时仍需注意以下几点。

ｉ）使用有充分频率的频带的探测器和示波器。

ii）事先调整示波器的灵敏度，调整探测器的频率修正。

iii）测量用探测器与元件的端子直接连接。

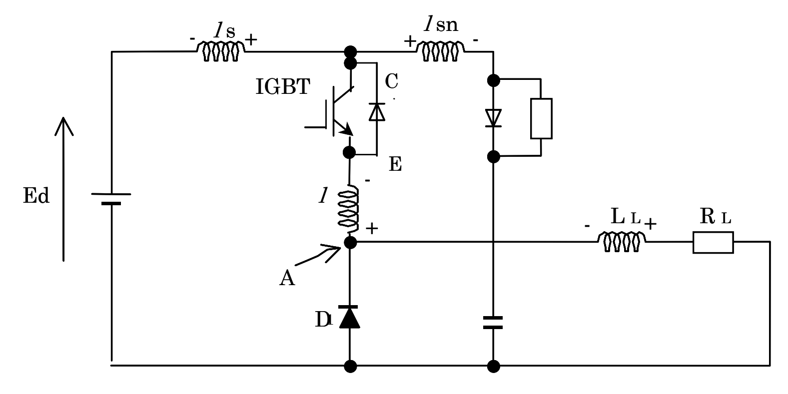


图 9-2　浪涌电压测定电路（例）

用图 9-2 中所示电路测定 IGBT 关断时的浪涌电压时，在电路各部分电感中引发如图所示的极性的电压。现在，要测定浪涌电压，在用 V_{CA} 代替 V_{CE} 测定时，则与实际的 V_{CE} 相比会低下 $-l \cdot di/dt$，所测定的电压是错误的。因此，测定 IGBT 的浪涌电压时，就模块端子来说，需要将端子直接与电压探测器相连接等，对已极度缩小了配线电感 l 的部分进行测量。

iv）探测器的测定用导线设为最短。

ｖ）注意不要混入杂波。

电压探测器与被测定电路连接时，示波器的基准电位与交换电路的电位相同。一旦交换电路的对地电位变动很大，经由示波器的电源线流过共模的电流，有可能造成示波器内部电路的误动作。

确认是否有杂波混入有以下几种方法。

① 讨论所测定的波形是否可以物理学角度予以说明。

② 与用难以受杂波影响的蓄电池电源型示波器所测定的波形作比较。

4)　门极电压的测定（门极-发射极间电压的测定）

门极-发射极间的电压与浪涌电压相同，能够通过示波器直接测定。但是，IGBT 的门极为电容性的负荷，并且电压探测器中也存在电容性的阻抗，因此，动作中请不要拆装电压探测器进行测定。

另外，测定门极电压时的注意事项与测定浪涌电压时相同。

2.3　电流的测定

虽然电流的测定也需要使用电流探测器，但是在实际的装置上为了达到降低配线电感和装置构造简略化的目的，装置的主电路已被紧凑化，因此要对元件的电流进行测定，必须将配线延长。为了尽量减少这种影响，就使用变流器尽量使延长配线最短化。另外，也由于电流探测器的测定能力有限，因此必须使用变流器。

电流探测器虽然可以通过保持导电部绝缘对电流进行测定，但是由于信号级别较低，检测器又是利用了电磁感应原理因而非常容易受感应而产生的杂波影响等，请务必注意不要混入杂波。

1)　测定器

电流检测器实例如表 9-2 所示。

表 9-2　电流检测器实例

<table>
<tr><th>No.</th><th>品名</th><th>型号</th><th>生产厂商</th><th>备注</th></tr>
<tr><td>1</td><td rowspan="2">DC 电流探测器
需要专用增幅器、电源</td><td>A6302 型</td><td rowspan="4">Sony Tektronix</td><td>电路电压最大值：500V
DC～50MHz 状态下 20A 为止
峰值脉冲电流 50A 为止</td></tr>
<tr><td>2</td><td>A6303 型</td><td>电路电压最大值：700V
DC～15MHz 状态下 100A 为止
峰值脉冲电流 500A 为止</td></tr>
<tr><td>3</td><td rowspan="2">AC 电流探测器</td><td>P6021 型</td><td>电路电压最大值：600V
120Hz～60MHz 15Ap-p
峰值脉冲电流 250A</td></tr>
<tr><td>4</td><td>P6022 型</td><td>电路电压最大值：600V
935Hz～120MHz 6Ap-p
峰值脉冲电流 100A</td></tr>
<tr><td>5</td><td>ACCT</td><td>多种型号</td><td>Pearson</td><td>～35MHz</td></tr>
</table>

2)　电流探测器的灵敏度确认

在检测前，必须要确认探测器的灵敏度。

电流探测器的校正有采用示波器的校正输出、或是采用如图 9-3 所示的振荡器这两种方法。图 9-3 的方法是使用已知电阻 R（使用无感应电阻），测 R 两端的电压 e 来求出 i。该电流与电流探测器的波形比较，从而校正电流探测器。i 偏小时，增加电流探测器的初级绕组即可提高灵敏度。

$$i = \frac{e}{R}$$

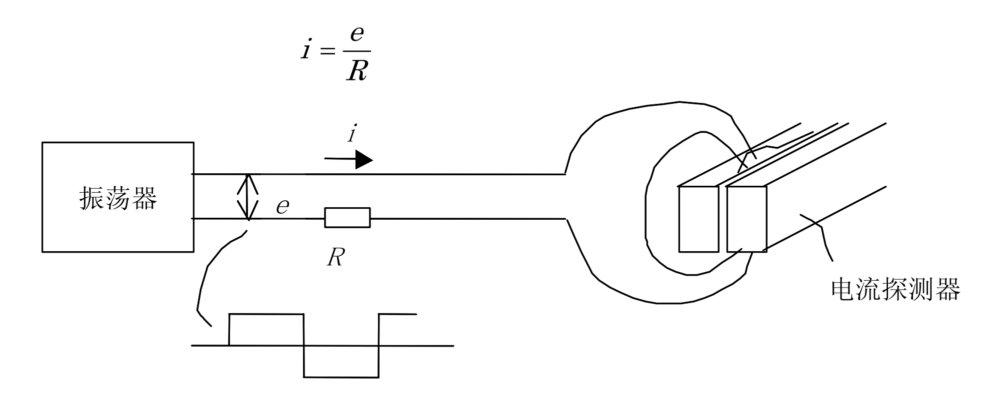


图 9-3　电流探测器的校正方法

3)　电流的测定方法

图 9-4 说明测定元件电流时变流器 CT 的插入位置和 2 个元件并列使用时电流的测定方法。测定正极的 T_{11} 的电流时，用电流探测器测定 CT_1 的次级侧电流。另外，测 T_{12} 的电流时，也以同上方法用电流探测器测定 CT_2 的次级侧电流。正极侧支路的电流（T_{11} 的电流和 T_{12} 的电流之和），可以将 CT_1 和 CT_2 的次级侧电流调整成同向后一起测定，因此可以使用同一个电流探测器。

关于电流探测器和变流器的应用，请参考 2.6 和 2.7 项。

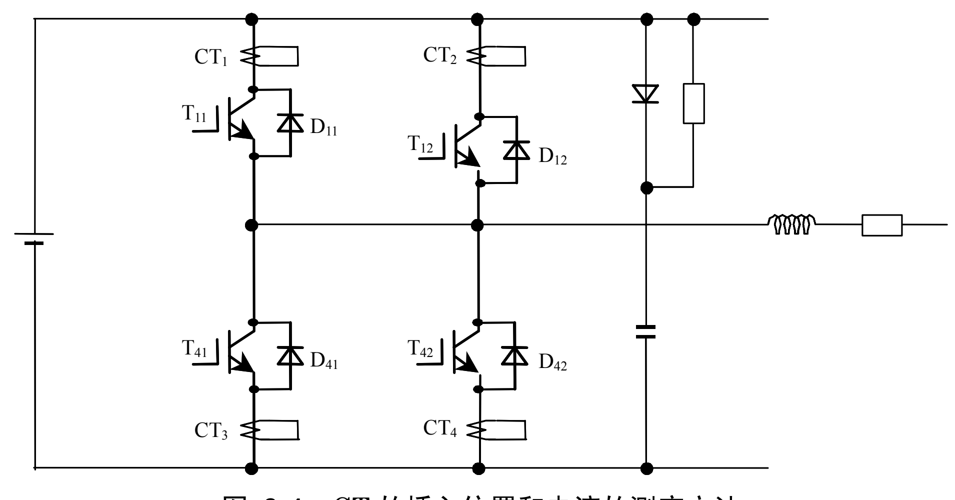


图 9-4　CT 的插入位置和电流的测定方法

2.4　交换损耗的测定

交换损耗表示了从交换开始时到交换动作完成回复稳定状态为止所发生的损耗。比如说，开通损耗指门极-发射极间被正偏压开始，到集电极-发射极间达到饱和电压为止的时间内发生的损耗。

交换损耗通常用每交换 1 次的发生能量来表示。

图 9-5 为交换动作波形和交换损耗的实例。要测定交换损耗，首先必须正确地测定出电流、电压的波形。测定方法分别如前面所述，如果同时测定电流和电压，那么受电压探测器侧流入的共模电流影响，电流的波形可能产生变形，请充分注意。是否有影响，只要比较有、无电压探测器两种状态下电流的波形便可知道。发生电流波形变形的时候，只需如图 9-6 所示在电压探测器和示波器的电源电缆中插入共模扼流圈（在具有优越的高频特性的铁芯上绕上电线）便可使变形情况减轻。

另外，设定基准 0V 和 0A 也非常重要。特别是使用 AC 电流探测器时，受测定电流值和导通率影响，0A 的位置将发生变化，请充分注意。

下面介绍一种具有波形演算功能、并可以比较良好的精度测定交换损耗的仪器。

数据处理型示波器（Processing oscilloscope）7854 型（Sony Tektronix）

数字内存型示波器（Digital memory scope）2430A 型（Sony Tektronix）

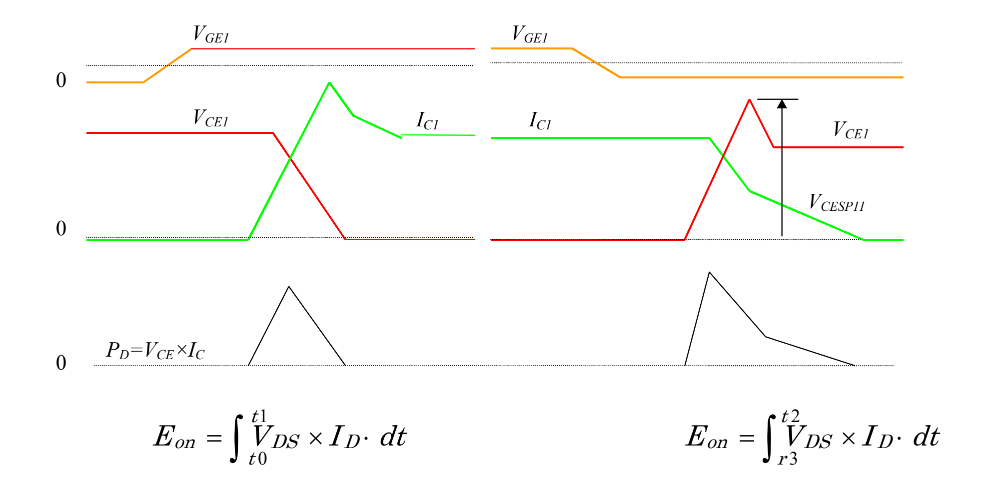


图 9-5　交换损耗

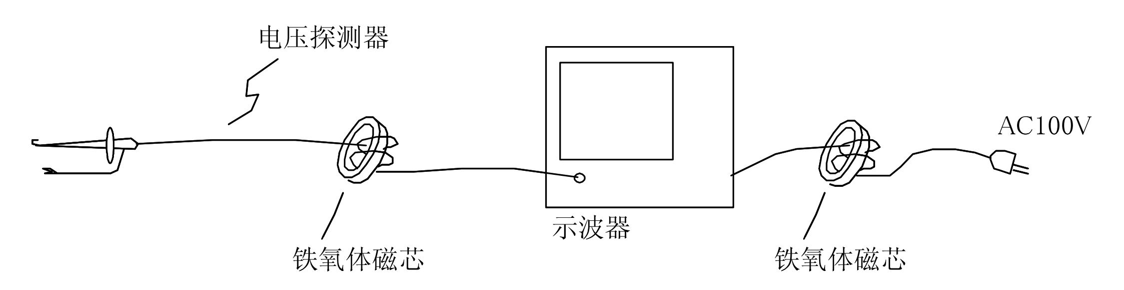


图 9-6　共模扼流圈的插入方法

2.5　示波器的选择

示波器有各种功能和性能，必须根据测定项目和作为测定对象的信号变化快慢，做适当的选择。本项中对信号源启动时间和使用的示波器所需要的频率频带进行概略说明。

1)　脉冲波形的启动时间和频率频带的关系

脉冲波形的启动时间如图 9-7 所示，根据电压从 10%到 90%的变化所需要的时间进行定义。

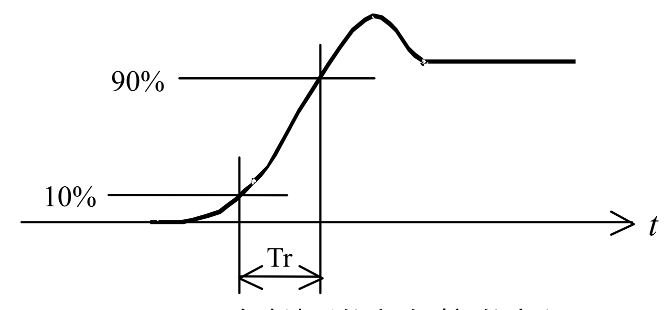


图 9-7　脉冲波形的启动时间的定义

设启动时间为 T_r、达到-3dB 时的频率为 F_{-3dB}，则它们之间有下列关系。

$$T_r \times F_{-3dB} \fallingdotseq 0.35 \quad \cdots\cdots(1)$$

(1)　信号源的启动时间 T_{r1} 和示波器的选择

在实际测定系中各部的启动时间如图 9-8 所示。

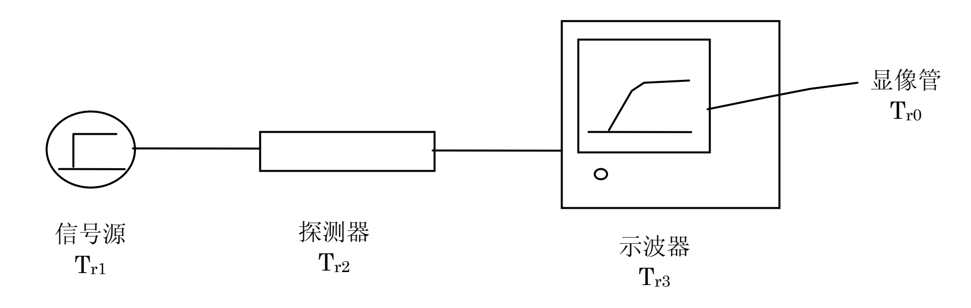


图 9-8　测定系和各部分的启动时间

示波器的显像管上显示的波形启动时间 T_{r0} 由各部分的启动时间决定，可以下列算式表示。

$$T_{r0} = \sqrt{T_{r1}{}^2 + T_{r2}{}^2 + T_{r3}{}^2} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2)$$

要正确再现信号源的波形，将 $T_{r0}=T_{r1}$ 即可，

$$\varepsilon = \frac{T_{r0} - T_{r1}}{T_{r1}} \times 100(\%)、\quad k = \frac{T_{r2} + T_{r3}}{T_{r1}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (3)$$

应用算式（2）求出的 ε 与 k 的关系如表 9-3 所示。

表 9-3　波形的测定误差和信号源以及测定器的启动时间比率

ε(%)	1	2	3
k	7	5	4

参考该表，比如说，要以 3%的精度来测定启动时间为 3.5nsec 的信号，则探测器和示波器的启动时间合计必须在信号源启动时间的 1/4（3.5/4=0.87nsec）以下。

忽略探测器的启动时间的情况下，从(1)式得出示波器所要的频率频带为 $0.35/0.87\times10^{-9} \fallingdotseq 4\times10^{8}$ 即 400MHz。

因此，必须使用频率频带在 400MHz 以上的示波器。

由上所述可知，必须根据信号的启动时间的长短来选择示波器。

2.6　探测器的选择

探测器如前文所述分为电压探测器和电流探测器两种。

本项对选择这些探测器的基本事项以及使用中的注意点进行说明。

2.6.1　电压探测器

1)　启动时间

如 2.5 项中所记载的，必须根据信号启动时间的长短考虑所使用的探测器的频率频带。其思路与示波器完全相同，在此省略。

2)　对信号源阻抗与探测器电容的启动时间的影响

测定系的电气等效电路如图 9-9 所示。R_1、C_1 为信号源的输出阻抗与电容，R_2、C_2 为探测器和示波器的输入阻抗与输入电容。

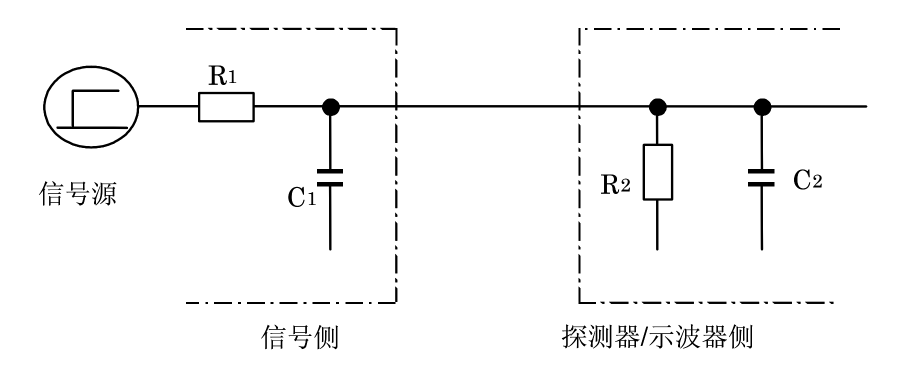


图 9-9　测定系的电气等效电路

C-R 滤波器的启动时间（T_r）为

$$T_r = 2.2 \times R \times C$$

图 9-9 中，R、C 分别如下式：

$$R = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \qquad C = C_1 + C_2$$

通过上述算式就能明确下述内容：

① 当信号源的输出阻抗大时，启动时间变长。

② 当探测器和示波器的电容大时，同样启动时间变长。

例如，用通常使用的被动型 10：1 探测器（C_2=9.5pF，R_2=10MΩ）来测试信号源(R_1=500Ω，C_1=2pF)的信号时，相对于不连接探测器的情况下启动时间 2.2nsec 而言，连接探测器后的启动时间变成 12nsec，产生了很大的误差。

3)　探测器的选择

根据测定目标的不同，探测器的选择条件和测定时的注意事项如表 9-4 所示。

表 9-4　根据测定目标选择探测器的大致标准

测定目标 / 项目	振幅的测定	启动时间 etc.	相位（差）
使用探测器的必要条件	・在所使用频率频带中输入阻抗应该较高。	・对信号源启动时间而言应有充分的频率频带。	・输入电容应该较小。 ・电缆长度、其特性均应一致。
测定时注意点	・脉冲宽度应为探测器、示波器的时间常数的 5 倍以上。 ・尽量选择低阻抗的信号源作测定点。	・对信号源启动时间而言，有充分的频率频带。	・预先测定探测器之间的时间差。 ※3.5 英尺的探测器的延迟时间为 5nsec

4)　使用中的注意事项

为准确测试信号，必须了解探测器的特性，选择合适的探测器。探测器实际使用中的注意事项如下所述。

① 是否选择了适应测定目标的探测器
② 探测器的频率修正是否合理
③ 最大输入电压（耐压）是否足够
④ 探测器的负荷效果是否没有影响
（选择最适合的测定点）
⑤ 接地线（地线）是否恰当
⑥ 机械上、物理上是否没有问题

特别是进行交换速度的高速脉冲测定时，需要注意接地的方法。在这种情况下，有可能由于接地导线的电感和探测器电容而引发谐振。特别在宽频带的示波器等中这种谐振更明显发生。处理这种谐振，可以采用缩短接地导线，或在探测器的前端接地线等方法。为此，配置了必要的适配器作为通常的附属品。
另外，为防止由于感应而产生杂波，如图 9-10 所示，可在多个探测器上分别接地线。但此时必须使地线连接点的电位保持相等。

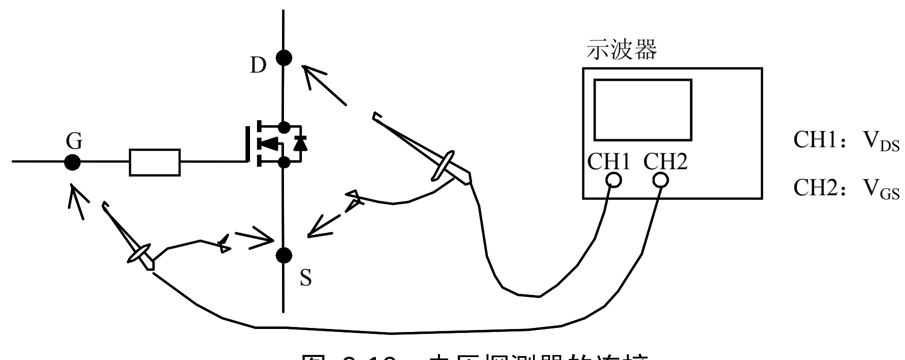


图 9-10　电压探测器的连接

2.6.2　电流探测器

电流探测器的种类和概要如 9.3 项所示。在此着重说明实际使用中的注意事项。

1)　电流探测器的选择

电流探测器如前所述，分直流电流探测器和交流电流探测器两种。推荐使用在高速交换动作过程中测定电流波形时有着良好抗杂波性能的后者。
交流电流探测器中如果流过直流电流或者低频率的交流电流，则探测器内的铁芯饱和，无法输出。因此，在测定用于直流或低频率的交流电路的 IGBT 的交换动作时，需要在制作并使用模拟实际动作的定时控制电路等方面下些功夫。

2)　使用中的注意事项

① 由于电流探测器的前端装有铁氧体磁芯，对于冲击的承受能力极弱，请注意不要跌落。

② 请注意不得超出额定值。

- 耐电压 ························电路电压高时测定部要套上耐压管。
- A-S（电流×时间）·········表示脉冲电流额定量。如果流过过大的电流，可能损坏探测器。
- 最大 RMS 电流 ···············受到探测器中的变压器次级侧的功率电容的制约。因此，一旦超出，探测器将被烧坏。

③ 使用夹子形时，请在切实夹住的基础上进行测试。

④ 将电流探测器在电路中夹住的状态下，不得开放次级侧。
（特别是在无终端负载的情况下，次级侧中会产生高电压。）

⑤ 插入阻抗
由于插入探测器，初级侧即电路中将发生插入阻抗。重要的是使测定对象不受插入阻抗的影响。
假设探测器是个理想型变压器，则插入阻抗如图 9-11 所示。

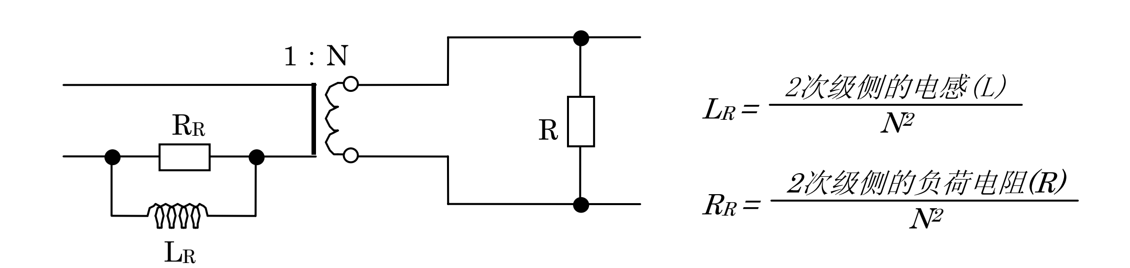


图 9-11　探测器的插入阻抗

2.7　变流器的使用

由于电流探测器的适用范围有限，而且要使以测定为目的而进行的部分变更对电路动作的影响最小化，有时使用变流器。变流器的插入位置和电流的测定方法参考 2.3 项。

设变流器的绕组比为 N，初级侧的电流为 I_1，次级侧的电流为 I_2，则理想型变压器表示为 $I_1=I_2/N$。设励磁电流为 I_0，则

$$I_O = I_1 - N \times I_2$$

励磁电流 I_0 会造成测定误差，要使它足够小。关于变流器，有必要确认 N，测定 I_1 和 I_2，然后由上式计算出 I_0，确认测定精度没有问题。另外，变流器所使用的铁氧体磁芯的机械强度低，请注意不要跌落。

警 告

1. 本目录包含截止至 2004 年 2 月的产品规格、特性、数据、材质以及结构。
因规格改变或其它原因而使本内容变更，恕不另行通知。在使用本目录中所列的产品时，请务必获取最新版本的规格说明。

2. 本目录中所述的所有应用乃举例说明富士电机电子设备技术株式会社产品的使用，仅供参考。并不授予（或被视为授予）富士电机电子设备技术株式会社所拥有的任何专利、版权、商业机密或其它知识产权的任何授权或许可，无论是明示的或暗示的。对于可能因使用此处所述的应用而造成侵犯或涉嫌侵犯他人知识产权的，富士电机电子设备技术株式会社不予作出任何明示或暗示的声明或保证。

3. 尽管富士电机电子设备技术株式会社不断加强产品质量和可靠性，但仍可能会有一小部分的半导体产品出现故障。当在您的设备中使用富士电机电子半导体产品时，您应采取足够的安全措施以防止当任何产品出现故障时，导致该设备造成人身伤害、火灾或其它问题。我们建议，您的设计应能够自动防故障、阻燃并且无故障。

4. 本目录中介绍的产品用于以下具有普通可靠性要求的电子和电气设备。
· 计算机 · OA 设备 · 通信设备（终端设备）· 测量设备 · 机床
· 视听设备· 家用电气设备 · 个人设备 · 工业机器人等

5. 如果您要将本目录中的产品用于具有比普通要求更高可靠性要求的设备，例如以下所列设备，则必须联系富士电机电子设备技术株式会社，得到事先同意方可使用。在将这些产品用于下述设备时，您应采取足够措施（如建立备份系统），使得即使用于该设备的富士电机电子设备技术株式会社产品出现故障，也不会导致该设备发生故障。
· 运输设备（安装在汽车和船上） · 干线通信设备· 交通信号控制设备
· 具有自动关闭功能的漏气检测装置· 防灾 / 防盗装置 · 安全装置

6. 请勿将本目录中的产品用于具有严格可靠性要求的设备，例如（但不限于以下设备）
· 航天设备 · 航空设备 · 核反制设备· 海底中继器 · 医疗设备

8. 如果您对本目录中的内容存有疑问，请在使用该产品前咨询富士电机电子设备技术株式会社或其销售代理商。
富士电机电子设备技术株式会社和其销售代理商对未遵守此处所做说明使用本产品而造成的任何伤害不予负责。